



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION
DE UN MODEM 8PSK**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO
ELECTRICISTA
PRESENTAN:
MARIA LUISA LOPEZ CARBAJAL
MARCOS ZENDEJAS LOPEZ

Director de Tesis:
Ing. Mario A. Ibarra Pereyra



MEXICO, D. F.

JUNIO DE 1993

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

CONTENIDO

1.- INTRODUCCION	
1.1 Objetivos	1
1.2 Modelo de un sistema de comunicaciones	2
1.3 Necesidad de la modulación	4
1.4 Panorama de la tesis	5
2.- PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LA MODULACION DIGITAL	
2.1 Teoría básica	7
2.2 Influencia del ruido	18
3.- PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y POSIBLES SOLUCIONES	
3.1 Especificaciones del "cliente"	27
3.2 Posibles soluciones	28
4.- DISEÑO ELECTRONICO	
4.1 Análisis de la solución propuesta	32
4.2 Selección de tecnología	37
4.3 Circuitos	40
4.4 Cálculos	46
5.- DISEÑO MECANICO	
5.1 Diseño de las tarjetas de circuito impreso	69
5.2 Diseño de los gabinetes	76
6.- PRUEBAS ELECTRICAS	
6.1 Oscilogramas	106
6.2 Espectros	111
6.3 Medición de fases	115
7.- CAMPOS DE APLICACION	
7.1 Industrial	119
7.2 Académico	120

8.- CONCLUSIONES

8.1 Evaluación	122
8.2 Autocrítica	124
8.3 Comentarios	124

APENDICE A

NORMAS DE LA CCITT	125
---------------------------	-----

BIBLIOGRAFIA

133

INTRODUCCION

El presente trabajo surge de la necesidad de que exista un circuito modulador y demodular de fase múltiple en el Laboratorio de Comunicaciones Digitales de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, ya que es de importancia para la formación de los futuros ingenieros.

1.1 OBJETIVOS

Diseñar un circuito modulador y demodulador de fase múltiple; específicamente 8PSK, para ser proporcionado al Laboratorio con el fin de contribuir al aprendizaje de los alumnos de la asignatura de Comunicaciones Digitales.

Contribuir con este trabajo al acervo de la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería.

1.2 MODELO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES

Los sistemas de comunicación se encuentran en donde quiera que se transmita información de un punto a otro, en tanto que en dichos sistemas de comunicación se desea transmitir una secuencia arbitraria de símbolos, con el mínimo posible de errores, precisamente es aquí en donde reside el problema principal, ya que los errores se presentan debido a que el ruido aparece siempre en cualquier sistema. Es por ello que el diseño del sistema de comunicación debe tomar en cuenta las posibles fuentes de error y tratar de minimizar sus efectos.

Un sistema de comunicación completo generalmente incluye un transmisor, un medio de transmisión y un receptor, como se muestra en la figura 1.1.

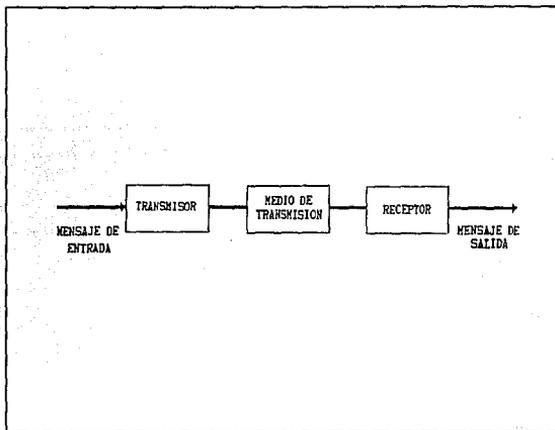


FIGURA 1.1 Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones

El propósito del transmisor es acoplar el mensaje al medio de transmisión (o canal, como se le denomina con frecuencia), esta transmisión de información está estrechamente relacionada con la modulación o la variación que sufre en el tiempo una señal senoidal especial, llamada la portadora. El transmisor comprende una fuente de información que será transmitida, que consiste en señales de audio, de TV, datos de salida de una computadora, datos de telemetría en el caso de sondas espaciales, etc. Entre las otras funciones que realiza el transmisor, además de la modulación, están

la filtración, la amplificación y el acoplamiento de la señal ya modulada al canal.

El canal puede tener diferentes formas, ya sea que se trate de cables o alambres de comunicaciones telefónicas, del espacio en las transmisiones de radio, enlaces de fibra óptica, o pueden ser canales más especiales, tales como el agua (en las comunicaciones submarinas), o la tierra (en las comunicaciones sísmicas), dicho canal introduce distorsión, ruido, desvanecimientos y multitrayectorias a la señal que sale del transmisor.

La función principal del receptor es demodular la señal recibida, es decir separar la modulación de la onda senoidal de alta frecuencia que se ha introducido en el modulador del transmisor. También la amplificación puede ser una de las primeras operaciones realizadas por el receptor, especialmente en las comunicaciones radiales, donde la señal puede ser extremadamente débil. Se desea a menudo que la salida del receptor represente una versión a escala, posiblemente retardada, de la señal a la entrada del modulador. El receptor también consta de un filtro, este sirve para eliminar parte del ruido, a expensas, sin embargo, de una distorsión más fuerte de la señal recuperada.

La amplia variedad de posibles fuentes de información, hace necesario, en algunos casos incluir en el sistema un transductor de entrada y uno de salida. El transductor de entrada convierte el mensaje que se produce en la fuente a una forma apropiada al tipo particular de sistema de comunicación que se emplee. El transductor de salida convierte la señal eléctrica que da el receptor, a la forma que desee el usuario del sistema. El mensaje digital o binario es el más usual en la transmisión de señales, ya sea que éste se encuentre directamente en forma digital (como es el caso de las computadoras) o bien que se haya convertido previamente a dicha forma digital.

El proceso de modulación es necesario para permitir que las señales sean efectivamente radiadas al espacio (o a cualquier otro medio representado por el canal mostrado), así como también sirve para reducir el ruido y la interferencia, para la asignación de canales, para la transmisión de varios mensajes por un solo canal (multiplexaje) y para superar las limitaciones de equipo.

Existen varias técnicas de modulación por pulsos entre las que se encuentran ASK (Modulación por Cambios de Amplitud), FSK (Modulación por Cambios de Frecuencia), PSK (Modulación por Cambios de Fase), entre otras. El proceso de modulación se selecciona tratando de minimizar los errores. Así por ejemplo PSK es más efectiva en términos de ahorro de potencia o minimización de errores, pero tiene desventaja al ser utilizada en canales con desvanecimiento y también se debe de considerar que su uso produce problemas serios de control de fase, además PSK se utiliza en aplicaciones donde se requiere alta velocidad en la transmisión de datos. En cambio FSK por lo general es menos efectiva en presencia de ruido y requiere de sistemas de mayores anchos de

banda, pero al contrario de PSK es más eficaz en los canales con desvanecimiento.

La señal sufre degradación entre el transmisor y el receptor. Aunque esta degradación puede presentarse en cualquier punto del diagrama de bloques, se acostumbra asociarla con el canal. Con frecuencia esta degradación es el resultado del ruido, de otras señales indeseables o de interferencias, pero puede también incluir otros efectos de distorsión, como el desvanecimiento del nivel de la señal, las rutas múltiples de transmisión y la filtración. Algunos canales (la línea telefónica, por ejemplo) producen distorsión en la señal; otros canales introducen desvanecimiento (fading), en los cuales la amplitud de la señal recibida fluctúa aleatoriamente, lo que se denomina también efectos multitrayectoria, que consisten en que la energía radiada por el transmisor sigue varias trayectorias para llegar al receptor. Ejemplo de estos canales con desvanecimiento aleatorio son la ionósfera, así como los canales por donde se dan la comunicaciones submarinas y sísmicas, entre otras.

Una característica de los sistemas de comunicación es la presencia de la incertidumbre, esta incertidumbre se debe al ruido, así como también en parte se debe a la naturaleza impredecible de la propia información. El análisis de los sistemas en la presencia de una tal incertidumbre requiere el uso de técnicas probabilísticas.

1.3 NECESIDADES DE LA MODULACION.

Existen dos alternativas para el uso de la modulación de portadora en la transmisión de mensajes considerando distancias grandes en el canal de radio: la primera podría tratar de enviar la señal portadora modulada; la segunda sería el usar una portadora no modulada. La imposibilidad de transmitir una señal por sí misma será demostrada a continuación.

Están involucradas diversas dificultades en la propagación de ondas electromagnéticas a frecuencias comprendidas en el espectro de audio inferiores a 20 kilohertz (20 kHz). El gran problema es que para la eficiencia de radiación y recepción, las antenas transmisoras y receptoras tienen que ser como mínimo de un cuarto de longitud de onda de la frecuencia en uso. Por ejemplo, si la frecuencia de operación es de 1 megahertz (1 MHz) la antena tiene que ser de 75 metros de longitud (75 m) en la banda de radiodifusión, pero a 15 kHz, esta se incrementa a 5000 m. Una antena vertical de estas dimensiones no es posible construirla.

Sin embargo, existe un argumento más importante que justifica la modulación: todos los sonidos están concentrados en el rango de frecuencias de 20 Hz a 20 kHz, así es que si transmitimos a las frecuencias originales de las fuentes, en el receptor no habrá manera de separarlos, ya que tienen las mismas frecuencias.

Para separar la gran cantidad de señales transmitidas, es necesario trasladar estas a diferentes porciones del espectro electromagnético. A cada una se le debe asignar una porción específica en el espectro. Esto también supera la dificultad de baja potencia de radiación a frecuencias bajas. En el receptor se emplea un circuito sintonizador, el cual selecciona la frecuencia o el rango de frecuencias de operación. La sintonización de cada circuito se hace normalmente variable y se conecta a una etapa de control de sintonización, por lo tanto, el receptor puede seleccionar cualquier frecuencia de transmisión deseada en un rango predeterminado.

También se hace necesaria la modulación para poder cambiar de banda de frecuencias y así evitar ruido e interferencias.

1.4 PANORAMA DE LA TESIS.

Este trabajo de tesis consta de 8 capítulos, de los cuales los dos primeros contemplan la base teórica necesaria para diseñar un circuito modulador y demodulador 8PSK. El diseño de tal circuito es desarrollado del capítulo 3 al capítulo 7.

La introducción es tratada en el primer capítulo, dándonos una idea general de este estudio, describiendo los objetivos que se pretenden alcanzar; se menciona lo que es un modelo de sistema de comunicaciones en diagrama de bloques y las necesidades de utilizar la modulación para la transmisión de datos.

El segundo capítulo, profundiza en la teoría de la modulación digital, específicamente en la modulación PSK. Se trata la influencia del ruido en los sistemas de comunicaciones y la forma de poder cuantificarlo y de minimizar sus efectos.

En el capítulo 3 se mencionan las especificaciones del "cliente", para que en base a estos requerimientos se planten posibles soluciones. Se muestran los diagramas de bloques del modulador y demodulador para 2PSK, 4PSK y 8PSK. Se plantean diversas soluciones para el caso de 8PSK utilizando, además de los diagramas de bloques, otro tipo de solución, para posteriormente seleccionar el óptimo.

El diseño electrónico es abordado en el capítulo 4. En este

capítulo se justifica la solución planteada en el capítulo 3. De acuerdo al diagrama de bloques especificado, se diseña cada bloque, eligiendo para ello una tecnología específica (por ejemplo, tecnología CMOS, TTL, etc.) para la implementación óptima.

En el capítulo 5 se describe la técnica que se utilizó para los circuitos impresos, así como la distribución del modem y de la fuente de suministro en gabinetes por separado, empleándose dos gabinetes.

En el capítulo 6 se realizaron pruebas para determinar las características de funcionamiento del modem. Los parámetros que fueron medidos son la velocidad de transmisión, el ancho de banda y la probabilidad de tener errores causados por el ruido o desvanecimiento de la señal modulada.

Las aplicaciones de este tipo de modem son tratadas en el capítulo 7, tanto en el ámbito académico como comercial. En el aspecto académico suele ser muy representativa esta modulación; en el ámbito comercial esta modulación es utilizada para elevadas razones de transmisión de datos.

Por último, en el capítulo 8 se dan las conclusiones de este estudio y se evalúan los objetivos inicialmente planteados para poder precisar si estos fueron alcanzados o no. A partir de esta evaluación se pueden determinar los errores cometidos, haciendo incapié en la forma en como poder solventarlos para conseguir un desempeño más adecuado.

En el apéndice A se dan las normas CCITT para la transmisión de datos. A partir de estas normas, se realiza el diseño electrónico del modem.

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LA MODULACION DIGITAL

2.1 TEORIA BASICA

Muy frecuentemente, las señales de banda base tienen que ser desplazadas a frecuencias superiores para que la transmisión sea más eficiente. Esto se logra por medio de la variación de amplitud, frecuencia o fase (o una adecuada combinación de ellas) de una onda senoidal portadora de una alta frecuencia, de acuerdo con la información que se va a transmitir. Las señales banda base son las que se originan desde el principio, es decir la información que se va a transmitir.

Este proceso de alteración de las características de una onda senoidal portadora se conoce con el nombre de modulación de señal senoidal o de onda continua.

Para los sistemas digitales de comunicación que emplean canales pasabanda, resulta ventajoso modular una señal portadora con la corriente digital de datos antes de la transmisión. Las tres formas básicas de la modulación digital son ASK (Modulación por Cambios de Amplitud), FSK (Modulación por Cambios de Frecuencia) y PSK (Modulación por Cambios de Fase).

En este capítulo consideraremos que el mensaje que se va a transmitir ya está en forma digital.

En la Modulación por Cambios de Amplitud (ASK), la amplitud de una señal portadora de alta frecuencia se alterna entre dos o más valores en respuesta al mensaje o señal digital (señal moduladora).

Ahora bien, en la Modulación por Cambios de Frecuencia (FSK), la frecuencia instantánea de la señal portadora se alterna entre

dos (o más) valores en respuesta a la señal digital.

MODULACION POR CAMBIOS DE FASE (PSK)

En este caso, la fase de la señal portadora se alterna entre dos (o más) valores en respuesta a la señal digital. Se tiene que la señal manipulada por corrimiento de fase está dada por

$$\phi(t) = \pm \cos \omega_c t; \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2.1)$$

si se ha supuesto una forma rectangular para los pulsos. Aquí, un 1 en la hilera binaria de la banda base corresponde a la polaridad positiva, y el 0 corresponde a la negativa como se muestra en la figura 2.1.

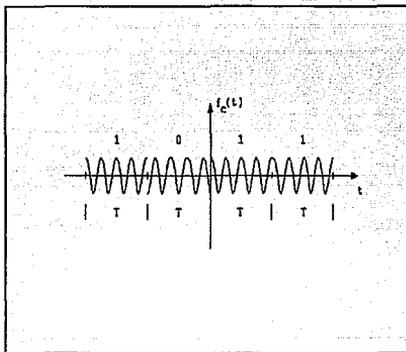


Figura 2.1 Señal PSK

Las transiciones discontinuas de fase al comienzo y al final de cada intervalo de bit, cada vez que tiene lugar una transición entre 1 y 0 o entre 0 y 1, se suavizan realmente durante la transmisión gracias al filtrado previo de la señal binaria. La información, independientemente de la polaridad, es sin embargo retenida en el centro de cada intervalo, de manera que la decodificación en el receptor se lleva a cabo en las proximidades del centro de los intervalos.

Una representación más general de la señal para la PSK binaria (BPSK) es

$$\phi(t) = A \sin[w_c t + \Delta\theta \cdot p(t)] \quad (2.2)$$

donde delta de theta es la desviación de fase pico y p(t) es una función binaria de conmutación con los posibles estados +1 y -1. Además, es conveniente definir un índice de modulación m para la BPSK como

$$m = \cos\Delta\theta; 0 \leq m \leq 1 \quad (2.3)$$

Expandiendo la ecuación (2.2) y usando una identidad trigonométrica se obtiene

$$\phi(t) = A \sin w_c t \cos[p(t) \arccos m] + A \cos w_c t \sin[p(t) \arccos m]$$

Y ya que

$$(\pm \cos m) = m$$

$$\sin(\pm \arccos m) = \pm \sqrt{1-m^2}$$

se tiene

$$\phi(t) = m A \sin w_c t + p(t) \sqrt{1-m^2} A \cos w_c t \quad (2.4)$$

El primer término de la ecuación (2.4) es la componente portadora y el segundo la componente de modulación.

La potencia media de la componente portadora de la onda BPSK es

$$(1-m^2) A^2 / 2$$

Por lo tanto la portadora tiene la fracción m^2 de la potencia total de la señal modulada.

En BPSK con

$$\Delta\theta < \pi/2$$

hay una componente portadora (ver ecuación (2.4)) y por tanto, la densidad espectral tiene una línea espectral discreta (un impulso) a la frecuencia portadora. En este caso, la densidad espectral es análoga a la de la doble banda lateral con portadora, aunque la componente portadora no necesita ser grande comparada con las bandas laterales. La eficiencia teórica de ancho de banda de los sistemas BPSK es 1 bps/Hz.

MPSK (Señal Multinivel PSK)

Con la conformación ideal de Nyquist pueden transmitirse 2 símbolos/s por el canal de ancho de banda de Nyquist de B Hertz. Si se usa un conjunto de $M = 2^n$ símbolos, donde n es el número de sucesivos pulsos binarios que se han combinado para formar el símbolo adecuado que se va a transmitir, pueden transmitirse usando la banda de Nyquist $2n$ bits/s. Las señales multinivel, generalmente se denominan M-arias.

Hay un creciente interés en los métodos de modulación multinivel para sistemas de comunicación digital en donde se requiere manejar altas razones de datos dentro de restricciones de ancho de banda fijas.

Como primer ejemplo del sistema multinivel, se considera un sistema en el cual se combinan dos pulsos binarios sucesivos y el resultado es el conjunto de cuatro pares binarios 00, 01, 10 y 11, que se usa para disparar una onda senoidal de alta frecuencia con cuatro posibles fases, una para cada uno de los pares binarios. Esta es una extensión obvia de la modulación PSK binaria a cuatro fases, que se conoce como señales PSK cuaternarias (QPSK), y son un caso especial de las señales multinivel PSK (MPSK). Las señales binarias de PSK se escriben para abreviar BPSK.

Un posible conjunto conveniente de señales MPSK es

$$\phi_i(t) = A \cos(\omega_c t - \theta_i); 0 < t \leq T_b \quad (2.5)$$

donde M posibles ángulos theta, de fase se eligen como

$$\theta_i = 0, \frac{2\pi}{M}, \frac{4\pi}{M}, \dots, \frac{2(i-1)\pi}{M} + \lambda \quad (2.6)$$

La densidad espectral de potencia unilateral para MPSK, para una entrada binaria aleatoria con 1 y 0 equiprobables a una razón de bit $f_b = 1/T_b$, es

$$S_\phi(\omega) = A^2 T_s S_a^2 \left[(\omega - \omega_c) \frac{T_s}{2} \right] \quad (2.7)$$

donde T_s es la duración de un símbolo unitario dado por

$$T_s = T_b \log_2 M \quad (2.8)$$

Como el ancho de banda mínimo requerido es $B = f_b$, la eficiencia potencial de banda de la MPSK es

$$\frac{f_b}{B} = \log_2 M; [\text{bps/Hz}] \quad (2.9)$$

Por ejemplo los sistemas de señalización $M=8$ PSK pueden transmitir datos con eficiencia de banda de hasta 3 bps/Hz.

Ahora bien, como

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

entonces, la ecuación (2.5) queda de la siguiente forma

$$\phi_i(t) = A \cos[2\pi f_c t - \theta_i] \quad (2.10)$$

donde de (2.6)

$$\theta_2 = \frac{2\pi}{M} + \lambda \quad (2.11)$$

y

$$\lambda = \frac{M-1}{M} \pi \quad (2.12)$$

Lambda también puede tomar el valor de pi. Utilizando la identidad trigonométrica que dice $\cos(A+B) = \cos A \cos B + \text{sen} A \text{sen} B$ en la ecuación (2.10), tenemos

$$\phi_1(t) = A[\cos\theta_1 \cos(2\pi f_c t) + \text{sen}\theta_1 \text{sen}(2\pi f_c t)] \quad (2.13)$$

que también lo podemos escribir como

$$\phi_1(t) = A[m_I \cos(2\pi f_c t) + m_Q \text{sen}(2\pi f_c t)] \quad (2.14)$$

donde

$$m_I = \cos\theta_1 \quad (2.15)$$

$$m_Q = \text{sen}\theta_1 \quad (2.16)$$

I (In Phase) - En fase
Q (Quadrature) - En cuadratura

Entonces finalmente la ecuación (2.10) queda

$$\phi_1 = I(t) + Q(t) \quad (2.17)$$

donde la componente en fase es

$$I(t) = A m_I \cos(2\pi f_c t) \quad (2.18)$$

y la componente en cuadratura es

$$Q(t) = A m_Q \text{sen}(2\pi f_c t) \quad (2.19)$$

siempre

$$\sqrt{m_I^2 + m_Q^2} = 1$$

La figura 2.2 muestra un modulador MPSK

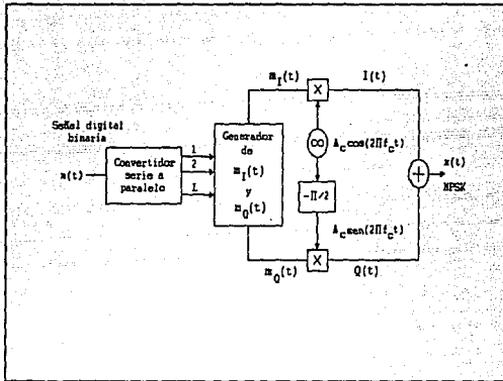


Figura 2.2 Modulador MPSK.

PARA M=8 PSK (8PSK)

Si M=8, entonces la ecuación (2.12) queda

$$\lambda = \frac{8-1}{8} \pi = \frac{7}{8} \pi$$

substituyendo este último valor en la ecuación (2.11) para i=2

$$\theta_1 = \frac{2}{8}\pi + \frac{7}{8}\pi = \frac{9}{8}\pi$$

y retomando las ecuaciones (2.15) y (2.16) y substituyendo el resultado anterior

$$m_I = \cos \frac{9}{8}\pi = -0.9238 \quad (2.20)$$

$$m_Q = \sin \frac{9}{8}\pi = -0.3826 \quad (2.21)$$

$$\alpha = \arctan \frac{-0.3826}{-0.9238} = 22.5$$

De las ecuaciones (2.18) y (2.19) y tomando en cuenta los resultados de las ecuaciones (2.20) y (2.21)

$$I(t) = -0.9238 \text{Acos}(2\pi f_c t) \quad (2.22)$$

$$Q(t) = -0.3826 \text{Asen}(2\pi f_c t) \quad (2.23)$$

(2.22) y (2.23) en (2.17)

$$\phi_2(t) = -0.9238 \text{Acos}(2\pi f_c t) - 0.3826 \text{Asen}(2\pi f_c t) \quad (2.24)$$

El modulador 8PSK nos va a dar 8 diferentes fases, y se va a alimentar de grupos de 3 bits, llamados tribits ($2^3=8$) I, Q y C.

Para 8PSK, los datos tribits son divididos en tres canales, el canal I, el canal Q y el canal C. Pero los bits I, Q y C son salidas simultaneas y en paralelo. La figura 2.3 nos muestra estas

últimas consideraciones.

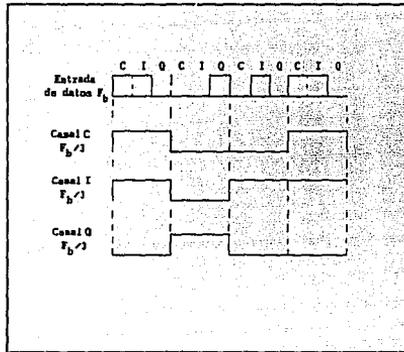


Figura 2.3 consideraciones de ancho de banda para un modulador 8PSK.

Podemos observar en la figura 2.3 que la frecuencia fundamental en los canales I, Q y C es igual a una tercera parte de la frecuencia de los datos de entrada (tribits).

En la figura 2.4 se muestra un diagrama fasorial para 8PSK. Todas las señales del conjunto tienen igual energía E_s sobre un intervalo de símbolo $(0, T_b)$ y cada señal se demodula correctamente en el receptor si la fase está entre

$$\pm \pi/8$$

radianes de la fase correcta en el tiempo de muestreo.

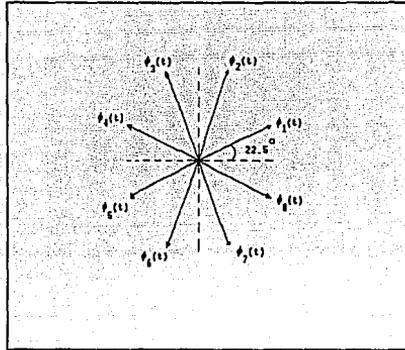


Figura 2.4 Diagrama fasorial para 8PSK.

De la figura 2.2 (diagrama general de un modulador MPSK) podemos observar que para el caso de 8PSK vamos a requerir para el diseño del modulador de 2 convertidores digital/analógico, los cuáles se pueden diseñar tomando en cuenta las tablas 2.1 y 2.2 que fueron hechas a partir de las ecuaciones (2.20) y (2.21). Para el primer convertidor los datos de entrada son I y C y para el segundo son Q y C negada. En este caso C y C negada nos van a determinar la magnitud de la salida de los convertidores D/A e I y Q nos determinan la polaridad.

Tabla 2.1 Convertidor D/A 1

I	C	Salida de los convertidor D/A
0	0	+0.3826
0	1	+0.9238
1	0	-0.3826
1	1	-0.9238

Tabla 2.2 Convertidor D/A 2

Q	\bar{C}	Salida del convertidor D/A
0	0	+0.3826
0	1	+0.9238
1	0	-0.3826
1	1	-0.9238

El procedimiento para la obtención de la señal portadora a partir de la señal modulada ($A \sin \omega t + B \cos \omega t$) es elevar dicha señal modulada a la octava potencia. Este resultado se muestra a continuación

$$\begin{aligned}
 (A \sin \omega t + B \cos \omega t)^8 = & \frac{7}{8} (A^7 B + 3A^5 B^3 + 3A^3 B^5 + AB^7) \sin 2\omega t \\
 & + \frac{7}{8} (-A^7 B - A^5 B^3 + A^3 B^5 + AB^7) \sin 4\omega t \\
 & + \frac{1}{8} (3A^7 B - 7A^5 B^3 - 7A^3 B^5 + 3AB^7) \sin 6\omega t \\
 & + \frac{1}{16} (-A^7 B + 7A^5 B^3 - 7A^3 B^5 + AB^7) \sin 8\omega t \\
 & + \frac{7}{16} (-A^8 - 2A^6 B^2 + 2A^2 B^6 + B^8) \cos 2\omega t \\
 & + \frac{1}{16} \left(\frac{7}{2} A^8 - 14A^6 B^2 - 35A^4 B^4 - 14A^2 B^6 + \frac{7}{2} B^8 \right) \cos 4\omega t \\
 & \frac{1}{16} (-A^8 + 14A^6 B^2 - 14A^2 B^6 + B^8) \cos 6\omega t \\
 & + \frac{1}{32} \left(\frac{1}{4} A^8 - 7A^6 B^2 + \frac{35}{2} A^4 B^4 - 7A^2 B^6 + \frac{1}{4} B^8 \right) \cos 8\omega t \\
 & + \frac{1}{32} \left(\frac{35}{4} A^8 + 35A^6 B^2 + \frac{105}{2} A^4 B^4 + 35A^2 B^6 + \frac{35}{4} B^8 \right) \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

De las tablas 2.1 y 2.2 tenemos las posibles combinaciones de A y B, es decir A puede tomar el valor de $+0.3826$ o $+0.9238$ y B puede también tomar cualquiera de estos dos valores con la restricción de que A y B no pueden tomar el mismo valor en magnitud al mismo tiempo. Tomando en cuenta lo anterior y substituyendo los valores dados por las tablas, la ecuación anterior se reduce a solo dos términos, los cuáles son las componentes $\text{sen}8\omega t$ y $\text{cos}8\omega t$. También observamos que al calcular la magnitud y fase de estas dos componentes siempre obtenemos una constante para todas las combinaciones.

Partiendo del resultado anterior concluimos que la señal resultante de elevar a la octava potencia la señal modulada no tiene cambios de fase, ni de magnitud, por lo que esta señal sirve para recuperar la portadora.

Esta señal resultante contiene componentes espectrales, por lo que es necesario filtrarla. La frecuencia de la señal filtrada es de $8f$, por lo que es necesario dividir su frecuencia entre ocho para obtener la frecuencia original f_c .

2.2 INFLUENCIA DEL RUIDO

La función de densidad espectral de potencia describe la distribución de la potencia en función de la frecuencia, siendo válida también para señales aleatorias. La densidad espectral de potencia de una señal sólo retiene información sobre la magnitud, omitiendo la referencia de fase. El ruido blanco tiene un tipo de densidad espectral de potencia que tiende a ser constante para todas las frecuencias con igual proporción de potencia, sin embargo, solo es de interés tomarlo en cuenta en el ancho de banda específico de un sistema de comunicaciones.

Un oscilograma típico o trazado de voltaje de ruido $n(t)$ puede ser semejante al de la figura 2.5. Aunque se supone que el ruido es aleatorio, es decir, no es posible conocer valores específicos de voltaje en función del tiempo, supongamos que se conoce la estadística del ruido. Inicialmente, supondremos que el ruido tiene una función de densidad de probabilidad gaussiana con $E(n)=0$ ($E(n)$ indica el valor esperado, o valor promedio, de n). Si el ruido se muestra en un momento arbitrario t_1 , la probabilidad de que la muestra $n(t_1)$ caiga dentro del intervalo n a $n+dn$ está dada por $f(n)dn$, donde

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \quad (2.25)$$

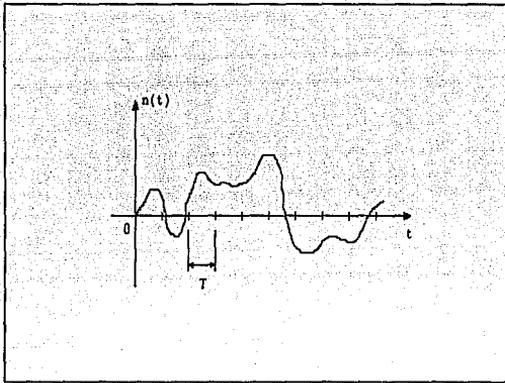


Figura 2.5 Oscilograma típico de voltaje de ruido.

Si se tiene una densidad espectral de potencia constante n_0 en watts por Hz (medido sobre las frecuencias positivas), y si $f(n)$ tiene un valor medio igual a cero, el espectro de potencia de ruido blanco es

$$f(n) = \frac{n_0}{2} \quad (2.26)$$

El modelo estadístico más comúnmente utilizado para el ruido aditivo en las comunicaciones es la función de densidad espectral de potencia. Supondremos que la varianza de ruido es conocida (la varianza puede ser medida en forma digital o por medio de un medidor de potencia verdadera de una gran constante de tiempo). La función de densidad espectral se muestra esquemáticamente en la figura 2.6. Este diagrama tiene la forma típica de una campana, con un valor máximo en $n=0$ (el valor más probable de la variable aleatoria). El ancho de la curva se mide por la desviación estándar sigma. Es igualmente probable que el ruido tenga valores positivos y negativos.

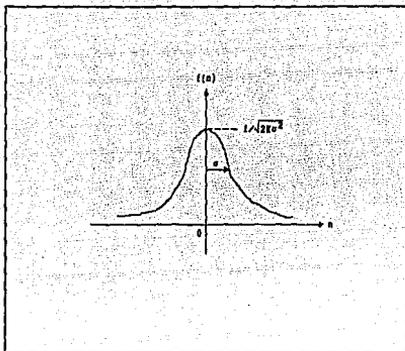


Figura 2.6 Función de densidad de probabilidad gaussiana.

RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

Una importante medida del comportamiento de los sistemas, en particular los que amplifican señales de bajo nivel, es cuanto ruido se introduce en un sistema. Como el ruido varía en forma impredecible de un instante al siguiente, es preferible analizar esto sobre la base de una potencia media de ruido. La razón entre la potencia de la señal y la potencia de ruido se llama relación señal a ruido, en el mismo punto. Así que

$$\frac{S}{N} = \frac{X_r}{X_n} = \frac{V_s^2 R}{V_n^2 R} = \left(\frac{V_s}{V_n} \right)^2 \quad (2.27)$$

La ecuación (2.27) es una simplificación que se aplica siempre que la resistencia a través de la cual se mide el ruido es igual a la resistencia en donde se mide la señal. Lo que se busca de esta relación es tener una relación señal a ruido alta, de acuerdo a ciertas condiciones.

DEFINICIÓN DE FIGURA DE RUIDO

La figura de ruido F es definida como

$$F = \frac{(S/N)_{ENTRADA}}{(S/N)_{SALIDA}} \quad (2.28)$$

en donde: $(S/N)_{ENTRADA}$ es la relación potencia de señal a potencia de ruido a la entrada del receptor.
 $(S/N)_{SALIDA}$ es la relación potencia de señal a potencia de ruido a la salida del receptor.

La experiencia nos dice que un receptor práctico genera ruido, siendo la relación S/N en la salida menor que la relación S/N en la entrada; de esta forma, la figura de ruido será mayor que 1. Sin embargo, la figura de ruido será igual a 1 para un receptor ideal, el cual no introduce ruido en sí mismo.

La figura de ruido se expresa normalmente en decibeles (dB).

$$F_{dB} = 10 \log_{10}(F) \quad (2.29)$$

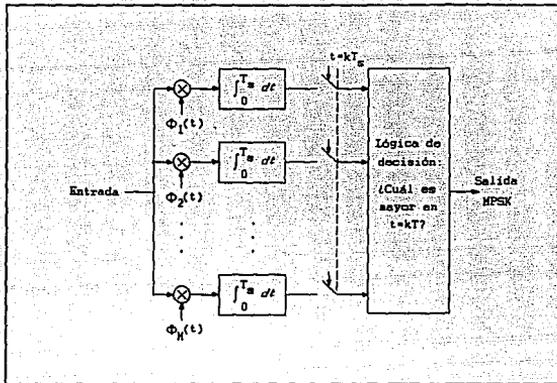
PROBABILIDAD DE ERROR PARA UN SISTEMA MPSK

El receptor óptimo para el conjunto de señales, dadas por la ecuación (2.5), que conforman MPSK se muestra en la figura 2.7. En los tiempos $t = kT_s$, se halla cual salida del filtro acoplado es la mayor y ese símbolo se toma como el correcto para un intervalo de símbolo. En presencia de ruido ocurrirán algunos errores de selección. Si el ruido es aditivo blanco gaussiano con valor medio igual a cero y densidad espectral de potencia dada por

$$S_n(\omega) = \frac{\eta}{2} \quad (2.30)$$

y si además P_c es la probabilidad de que el símbolo sea correcto, la probabilidad de error está dada por

$$P_e = 1 - P_c \quad (2.31)$$



Receptor óptimo para MPSK

Utilizando tanto $E_s = ST_b$, donde S es la potencia media de la señal ($A^2/2$), como el factor η de la densidad espectral de potencia de ruido, la ecuación (2.8) puede escribirse como

$$\frac{E_s}{\eta \log_2 M} = \frac{ST_b}{\eta} \quad (2.32)$$

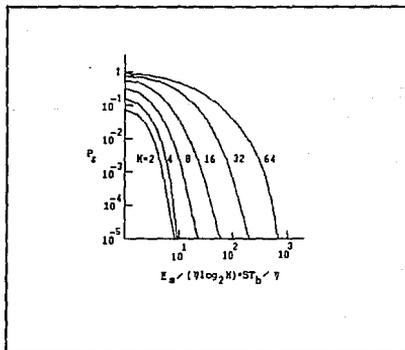


Figura 2.8 Probabilidad de error para MPSK.

El cálculo de la probabilidad de error¹ implica un cálculo de que la fase recibida está fuera del segmento angular $(-\pi/M) \leq \theta < (\pi/M)$ en el tiempo de muestra. Esto es muy difícil de calcular exactamente. Para $M > 4$ la probabilidad de error P_e es obtenida por integración numérica. En la figura 2.8 están graficados algunos resultados numéricos contra $E_b/(\eta \log_2 M)$. Adicionalmente, en la tabla 2.3 se dan algunos valores de $E_b/(\eta \log_2 M)$ para la probabilidad de error dada. Para $P_e < 10^{-3}$ la probabilidad de error de MPSK está dada por

$$P_e \approx 2 \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{2E_b}{\eta} \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{M}} \quad (2.33)$$

en donde $\operatorname{Erfc}(x)$ es la función de error complementario definida como

$$\operatorname{Erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.34)$$

Esta aproximación mejora a medida que aumenta E_b/η . Los resultados anteriores son para la probabilidad de error de símbolo. La probabilidad de error de bit P_{be} , en particular si se usa un código de Gray, esta dada por

$$P_{be} \approx \frac{P_e}{\log_2 M} \quad (2.35)$$

esto es, si P_e es aceptablemente pequeña.

¹ Ver Ferrel G. Stremmler, Sistemas de Comunicación. México: Fondo Educativo Interamericano, 1989, pags. 605-606.

Tabla 2.3 Requerimientos de S/N para MPSK para razones de error fijas.

$$\frac{E_s}{\eta \log_2 M}$$

$\log_2 M$	M	$Pe=10^{-4}$	$Pe=10^{-5}$
1	2	6.92 (8.40 dB)	9.10 (9.59 dB)
2	4	7.57 (8.79 dB)	9.75 (9.89 dB)
3	8	17.2 (12.4 dB)	22.2 (13.5 dB)
4	16	49.7 (17.0 dB)	64.1 (18.1 dB)
5	32	158.0 (22.0 dB)	203.0 (23.1 dB)
6	64	523.0 (27.2 dB)	673.0 (28.3 dB)

De los valores mostrados en la tabla 2.3 se observa que 4PSK ofrece un buen intercambio entre potencia y ancho de banda, requiriendo de aumentos muy bajos (0.3-0.4 dB), con respecto a 2PSK, en la potencia transmitida para una potencial duplicación de la eficiencia de banda. Por tal causa, 4PSK es más utilizada en la práctica para transmisiones a razones medias de datos en canales de banda limitada. Para razones más altas de transmisión de datos en canales de bandas limitadas, se utiliza 8PSK. Esta elección ofrece una eficiencia de banda potencial de 3 bps/Hz, pero tiene un costo de casi 4 dB en relación señal a ruido con respecto a 2PSK.

Una deducción de la probabilidad de error para MPSK, es muy complicada, una aproximación para grandes razones señal a ruido es

$$Pe \approx 2 \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{2E_s}{\eta} \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{\sqrt{2M}}} \quad (2.36)$$

COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN BINARIA DIGITAL

Las curvas de probabilidad de error de los sistemas ASK, FSK y PSK están trazadas en la figura 2.8, considerando un intervalo de razones de error de interés en sistemas operativos. Este gráfico se hace contra la energía de bit E dividida entre eta, siendo eta la densidad espectral de potencia (unilateral) del ruido.

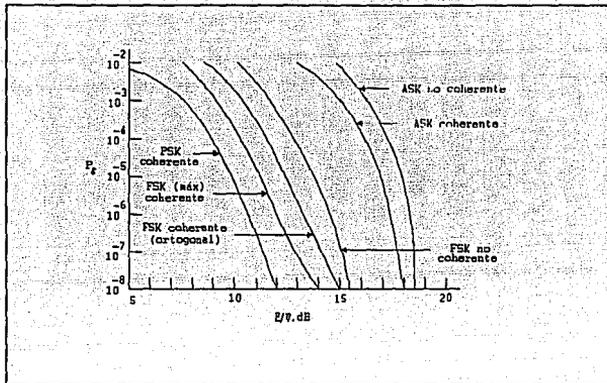


Figura 2.8 Probabilidad de error para sistemas de modulación digital binaria.

En esta comparación se supone la misma potencia pico para todos los sistemas. (Si la comparación se hiciera en términos de las necesidades de potencia media, las gráficas de ASK se desplazarían a la izquierda 3 dB y requerirán casi la misma cantidad de potencia que las gráficas para FSK).

La figura anterior muestra que la señalización PSK coherente es la que menos potencia necesita. A continuación, en orden ascendente están la FSK coherente, la FSK no coherente, la ASK coherente y la ASK no coherente.

Un demodulador es coherente cuando la portadora de demodulación tiene perfecta coherencia de fase con respecto a la portadora de modulación. Por lo tanto, la portadora de modulación debe ser la fuente de la portadora de demodulación.

En un sistema práctico esto no es una suposición válida porque en los sistemas donde está presente el ruido no es posible una perfecta coherencia de fase. Esto implica que la información necesaria para generar la portadora de demodulación pase por el canal y que, es perturbada con el ruido blanco aditivo.

Los transmisores de los sistemas ASK son fáciles de construir y tienen la ventaja de que no se transmite potencia cuando no se envían datos (si se usa el caso binario). Una desventaja del ASK es que el umbral de decisión del receptor debe variarse con cambios en pérdidas de propagación (desvanecimiento), requiriéndose para ello un control automático de ganancia.

Los sistemas FSK, a diferencia de los ASK, operan simétricamente con respecto a un nivel de umbral de decisión cero, prescindiendo de la fuerza de la señal portadora. Aparte de que

existe un aumento en la estabilidad necesaria de la frecuencia, hay poca diferencia entre la complejidad de los transmisores FSK y PSK con los de ASK. La complejidad del receptor depende principalmente de si se usa un método de demodulación coherente o no coherente. La FSK no coherente es relativamente fácil de instrumentar y es una elección frecuente para razones de transmisión de datos de baja velocidad a media velocidad, con respecto a PSK. Los demoduladores FSK no coherentes requieren de más ancho de banda para una razón de bits dada que los ASK o PSK. El ancho de banda de los transmisores FSK para demodulación coherente puede hacerse tan pequeño como se desee, variando los factores de diseño adecuados, pero esto requiere un sacrificio en la relación S/N.

Los sistemas PSK son superiores a los ASK y FSK en que necesitan menos potencia transmitida para una probabilidad de error dada. Sin embargo, hace falta detección síncrona y los sistemas de recuperación de portadora son más difíciles (y por lo tanto más costosos) de construir. Los métodos de modulación digital más ampliamente utilizados para sistemas de comunicaciones son PSK y FSK coherente.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y POSIBLES SOLUCIONES



3.1 ESPECIFICACIONES DEL "CLIENTE"

El circuito modulador y demodulador será diseñado de acuerdo a ciertas características requeridas por el "cliente", siendo este último el Laboratorio de Comunicaciones Digitales.

Las especificaciones requeridas por el cliente serán tratadas a continuación.

Se requiere un circuito modulador y demodulador que no exista en el Laboratorio de Comunicaciones Digitales. Esto es con el propósito de adaptarlo a los Módulos DEGEM que componen al aparato llamado DIGICOM. El DIGICOM opera a una frecuencia de portadora de 512 kHz. Por lo tanto la frecuencia portadora del sistema que se va a diseñar será de 512 kHz.

El Laboratorio de Comunicaciones cuenta con los siguientes circuitos moduladores y demoduladores:

- ASK (Modulación por Cambios de Amplitud)
- FSK (Modulación por Cambios de Frecuencia)
- PSK (Modulación por Cambios de Fase)
- DPSK (Diferencial PSK)

Adicionalmente existe una tesis realizada por el Ingeniero Roberto Suarez, de modulación 4PSK.

El circuito modulador y demodulador debe de operar a una velocidad de 1 kilobaud, esto es por comodidad al realizar las prácticas de Laboratorio.

Con respecto al ancho de banda de transmisión, el cliente pide un ancho de banda menor de 1000 Hz.

El cliente no nos exige ajustarnos a las Normas Internacionales del CCITT (Comite Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía), dado que sus fines son ilustrativos y no comerciales.

No se proporcionan datos acerca de una probabilidad de error específica, por lo que no se requiere de una potencia de transmisión dada.

El sistema debe ser diseñado por módulos en los cuáles cada función se pueda visualizar por separado.

Por último se solicita que el diseño de los módulos se construya con elementos que se adquieran en el mercado local, para evitar que en un momento dado que se requieran refacciones, estas se tengan que importar.

3.2 POSIBLES SOLUCIONES

Descartando los moduladores existentes en el Laboratorio de Comunicaciones y considerando que existe una tesis de modulación 4PSK, las posibles soluciones se listan a continuación:

- QAM
- 8QAM
- 16QAM
- 8PSK
- 16PSK

Las siguientes figuras muestran las constelaciones para las posibles soluciones.

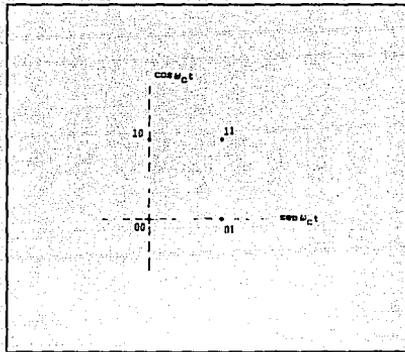


Figura 3.1 Diagrama de constelación para QAM.

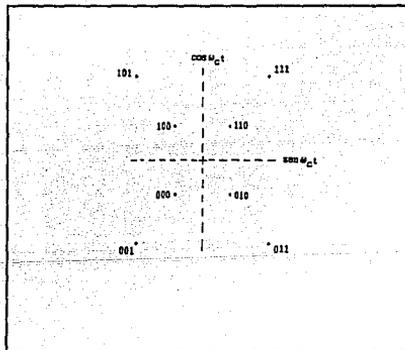


Figura 3.2 Diagrama de constelación para 8QAM.

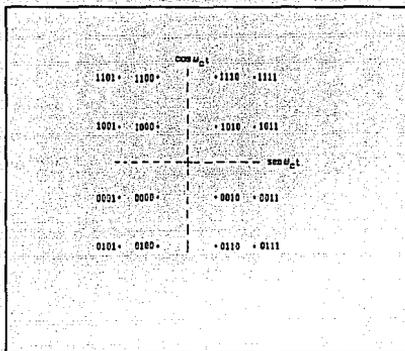


Figura 3.3 Diagrama de constelación para 16QAM.

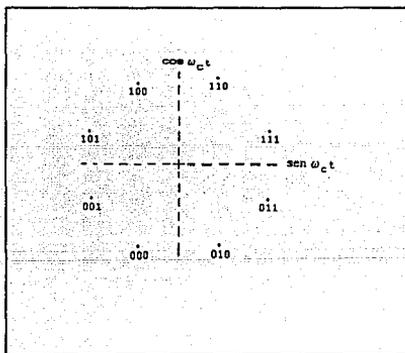


Figura 3.4 Diagrama de constelación para 8PSK.

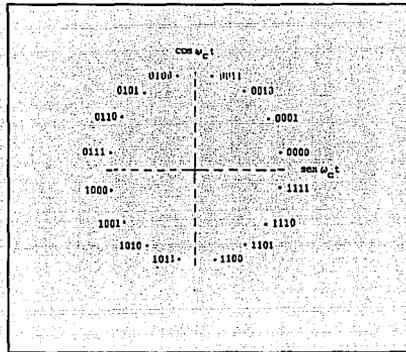


Figura 3.5 Diagrama de constelación para 16PSK.

Para el caso de 16QAM y 16PSK se requiere de diseño de sistemas muy complejos, por lo que descartamos estas dos posibilidades.

Tomando en cuenta la especificación del cliente en cuanto a que el ancho de banda debe ser menor a 1000 Hz, entonces no es posible que QAM sea la solución, dado que su ancho de banda es de 1000 Hz para la velocidad binaria dada.

Las posibles soluciones son 8QAM y 8PSK.

Por ser más interesante para nosotros la modulación 8PSK, la tomamos como la solución al problema inicialmente planteado.

DISEÑO ELECTRONICO

4.1 ANALISIS DE LA SOLUCION PROPUESTA

Del capitulo anterior se llego a la conclusión de que para las especificaciones dadas por el cliente, la mejor solución es 8PSK. Tomando en cuenta este resultado se muestran a continuación los diagramas de bloques del modulador y demodulador.

MODULADOR 8PSK

A continuación se explica el funcionamiento del diagrama de bloques del modulador 8PSK.

Convertidor serie-paralelo.

La información binaria entra al convertidor serie-paralelo a través de un solo canal, es decir los datos entran en serie. La información sale de esta etapa en forma paralela en tres canales (A, B y C).

El convertidor serie-paralelo, llamado también almacén, retiene de tres en tres bits, para después sacar estos tres bits en un mismo instante. Cada dato binario dura un ciclo de reloj antes de entrar al almacén y al salir del almacén cualquiera de ellos tiene una duración de tres ciclos de reloj.

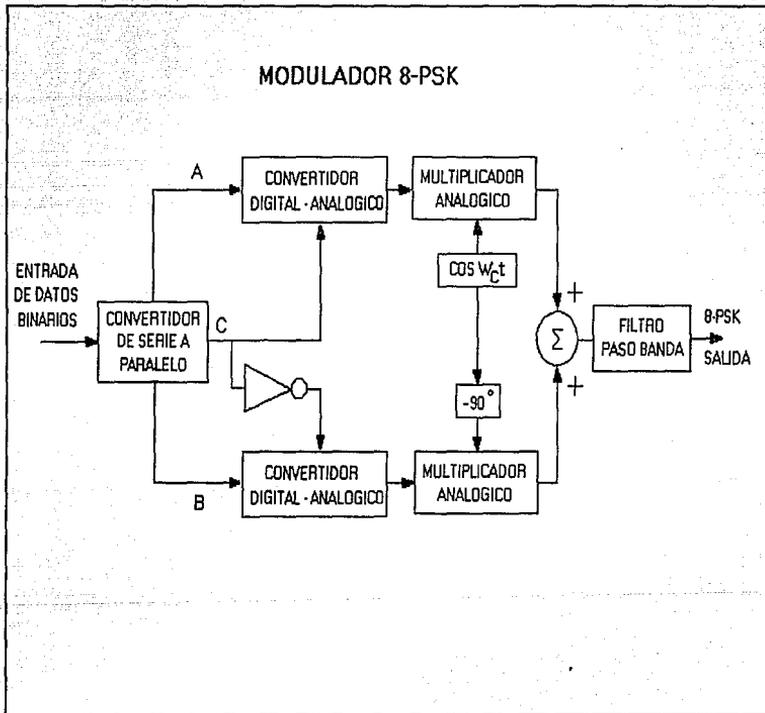


Figura 4.1 Modulador 8PSK.

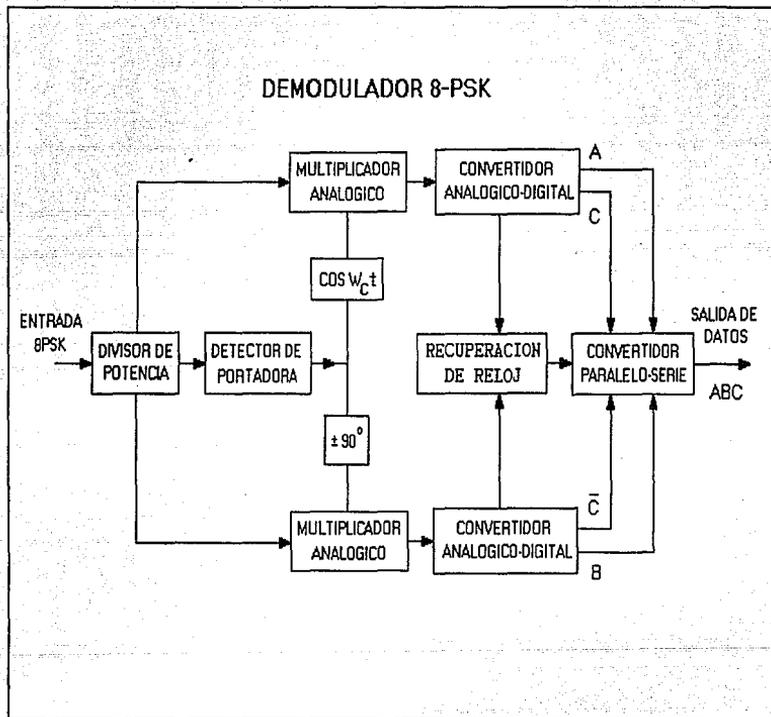


Figura 4.2 Demodulador 8PSK.

Convertidores D/A.

El modulador requiere de dos convertidores digital-analógico de dos bits; las posibles combinaciones de estos dos bits generan una salida analógica con cuatro niveles de voltaje. De las tablas 2.1 y 2.2 se observa que los convertidores D/A son polares, es decir generan dos voltajes de polaridad positiva y dos voltajes de polaridad negativa.

Señal portadora y defasador.

La señal portadora de onda continua de forma senoidal se toma de un generador de funciones, para el caso del DIGICOM se toma directamente del aparato.

Se observa de la figura 4.1 que se requieren 2 multiplicadores de señal (moduladores). El primero de ellos necesita que la portadora sea una señal senoidal (de la forma $\cos wt$), en tanto que el segundo multiplicador utiliza como señal portadora la misma del primero pero defasada 90° ($\sin wt$).

Multiplicadores analógicos.

La función de los multiplicadores analógicos es la de modular la señal portadora. La señal analógica de 4 niveles es la que modula a la señal portadora.

Sumador.

Las señales moduladas que entregan los multiplicadores analógicos se suman en esta etapa. Al sumar las dos señales moduladas se obtienen los cambios de fase, siendo esta suma de amplitud constante. La suma representa la señal modulada total a transmitir.

DEMODULADOR 8FSK

En esta sección se analizara el diagrama de bloques del demodulador 8FSK.

Divisor de potencia.

El divisor de potencia es un punto en el que se bifurca la señal recibida en tres caminos. Dos de estos caminos van hacia los multiplicadores analógicos (demoduladores) y el tercer camino va hacia el detector de portadora.

Detector de portadora.

El detector de portadora se encarga de obtener la señal portadora a partir de la señal modulada. El recuperador de portadora es necesario, ya que la señal portadora recuperada contiene información necesaria para poder llevar a cabo la etapa de demodulación.

Defasador.

La función de este módulo es defasar la señal portadora recuperada 90° .

Multiplicadores analógicos.

La señal modulada que se bifurca en el divisor de potencia es demodulada en esta etapa mediante dos multiplicadores analógicos.

Convertidores A/D.

Los convertidores A/D (Análogo-Digital) convierten las salidas de los multiplicadores analógicos en datos binarios. El proceso de conversión A/D es inverso a la conversión D/A descrita anteriormente, por lo tanto se pueden utilizar las mismas tablas (2.1 y 2.2) para su implementación.

Recuperación del reloj.

Este modulo se encarga de obtener una señal de reloj con las

mismas características de frecuencia del reloj de habilitación de los datos binarios del transmisor.

Convertidor paralelo-serie.

El convertidor paralelo-serie procesa la información binaria que sale de los convertidores A/D (datos binarios A, B y C). Estos datos binarios entran al convertidor en forma paralela y salen de este en serie por un solo canal.

Con objeto de hacer las pruebas se hace necesario hacer un generador de palabras pseudoaleatorias. La característica principal de estas señales pseudoaleatorias es que no son señales periódicas cuadradas, ni tampoco son señales aleatorias, sin embargo nos permiten hacer todas las posibles combinaciones de 1's y 0's.

4.2 SELECCION DE TECNOLOGIA

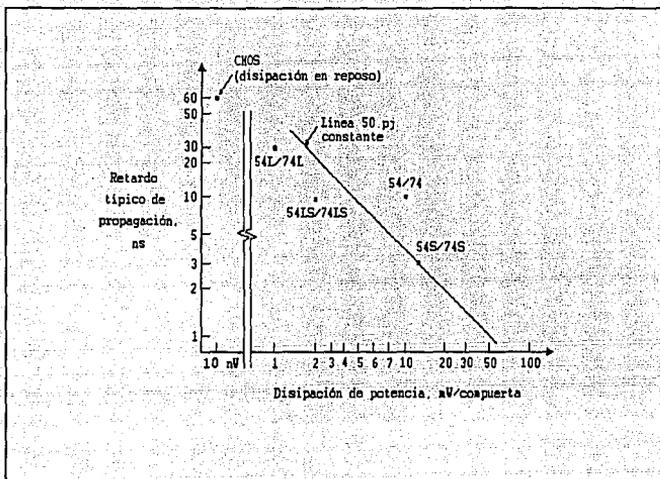
Para llevar a cabo el diseño electrónico de un sistema requerimos seleccionar una tecnología adecuada.

En el mercado existen componentes integrados y componentes discretos. Se tienen componentes integrados digitales y componentes integrados analógicos.

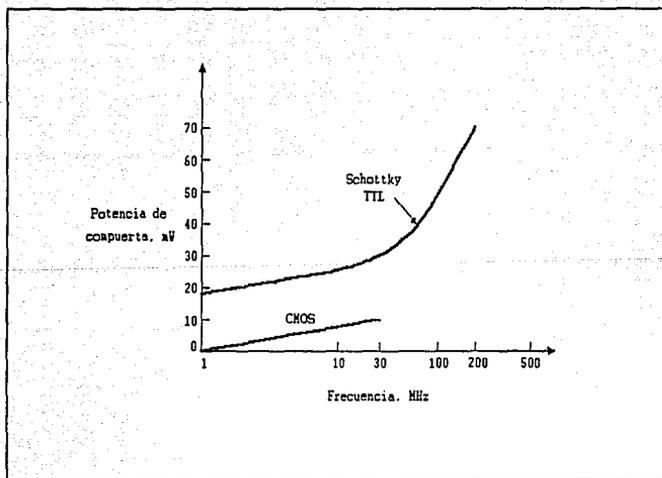
Dentro de los componentes integrados digitales existen dos tecnologías más utilizadas siendo estas TTL (Lógica Transistor Transistor) y CMOS (Semiconductor de Oxido de Metal Complementario).

Para elegir entre la tecnología TTL y CMOS debemos tomar en cuenta como primer factor la velocidad de operación, para después tomar en cuenta las demás características de funcionamiento, las cuales son disipación de potencia, inmunidad al ruido, retardo de propagación, cargabilidad de salida, entre otras.

En la figura 4.3 se muestra una comparación de las familias lógicas TTL y CMOS.



(a)



(b)

Figura 4.3 Comparaciones de familias lógicas.

De la figura 4.3 observamos que TTL es muy rápida comparada con CMOS, presenta buena excursión lógica e inmunidad al ruido, especialmente en versiones Schottky como se muestra en la tabla 4.1. La serie 54S/74S tiene la velocidad más alta. La serie 54LS/74LS Schottky de baja potencia se caracteriza por una velocidad relativamente alta al mismo tiempo que una disipación de potencia considerablemente más baja. A causa de la popularidad de esta familia existen en el mercado varios centenares de configuraciones diferentes de circuitos.

Tabla 4.1 Comparación de familias lógicas

	TTL		CMOS
	Serie 54S/74S	Serie 54LS/74LS	Serie 4000
NM _L , V, típico	1.15	1.15	4.5
NM _H , V, típico	1.95	1.95	4.5
Cargabilidad de salida	10	10	> 50
Tensión de alimentación típicas	5	5	10
Disipación de potencia en reposo por compuerta	19 mW	2 mW	2 nW
Tiempo de retardo de propagación, ns	2	8	25

Con respecto a la familia CMOS observamos que es la más lenta, pero tiene la ventaja de una disipación de potencia extremadamente pequeña y alta inmunidad al ruido. Estos circuitos se utilizan en aplicaciones en que la velocidad no es un factor primordial.

La figura 4.3-b compara la potencia disipada en una compuerta en función de las compuertas CMOS y TTL observándose un gran incremento de consumo de potencia para TTL al incrementarse la frecuencia.

Como en nuestro caso no requerimos de altas velocidades de operación (menor de 5 MHz) y para estas velocidades no hay un consumo excesivo de potencia, entonces no existe gran diferencia entre TTL y CMOS. Por el cuidado que se debe tener al manipular los circuitos CMOS seleccionamos la tecnología TTL para los circuitos integrados digitales, pero dejamos abierta la posibilidad a utilizar CMOS si se requiere.

En lo referente a los componentes integrados analógicos y componentes discretos, se quedará abierta también la posibilidad a utilizar ambos, dependiendo del circuito a diseñar.

4.3 CIRCUITOS

En esta sección hablaremos de las posibles soluciones para cada bloque de los diagramas del modulador y demodulador, así como también se mostrara la solución óptima.

MODULADOR 8PSK

Reloj de 1 kHz y señal portadora de 512 kHz.

Las dos formas de obtener el reloj de 1 kHz son: ya sea por medio del circuito integrado 555 (Timer), o bien por medio de un oscilador .

El circuito integrado 555 tiene variaciones de frecuencia, dado que los componentes activos con los que se ajusta la frecuencia de operación varían dicha frecuencia con la temperatura, por estas razones el circuito integrado 555 no se selecciona.

Se dispone de varios circuitos osciladores, siendo el adecuado para nuestra aplicación el que utiliza un cristal de cuarzo, ya que el cristal de cuarzo tiene una gran estabilidad para mantenerse constante a cualquier frecuencia que el cristal haya sido originalmente cortado para operar. Existen varios circuitos osciladores que utilizan cristal de cuarzo² por su simplicidad en implementación se elige el circuito oscilador de compuerta.²

A partir de un solo circuito oscilador, cuya frecuencia de operación es de 1024 kHz que utiliza un cristal de cuarzo se genera el reloj de 1 kHz, así como la señal portadora de 512 kHz como se muestra en los diagramas 4.1a, 4.1b y 4.1c.

Generación de la palabra binaria.

La palabra binaria puede ser generada grabando en una memoria ROM la información digital. Otra forma de resolver esto es utilizando un multiplexor 15x1.

² Ver Marvin E. Frerking, *Cristal Oscillator Design and Temperature Compensation*. New York: Editorial Van Nostrand Reinhold Company, 1978, pags. 56-118.

Se selecciona el multiplexor debido a que se puede cambiar la palabra binaria fácilmente con micro-switch, y en el caso de la memoria se requiere borrar y volver a grabar tantas veces como se vaya a cambiar la palabra.

También se desecha la memoria por el hecho de que es CMOS y su manipulación debe ser cuidadosa para evitar dañarla.

El diagrama 4.2 muestra el diseño electrónico de esta etapa.

Convertidor serie-paralelo.

Existen dos formas de diseñar el convertidor serie-paralelo, una de ellas es utilizando registro de corrimiento serie-paralelo y la otra es implementandola con un demultiplexor.

Elegimos utilizar el demultiplexor por que es el proceso inverso de la multiplexión que fue utilizada en la etapa anterior. Esta etapa requiere de circuitos que almacenen la información a la salida paralela por lo que no existe otra forma de hacerlo más que con Latch'es, como se muestra en el diagrama 4.3.

Convertidores D/A.

Se tienen diferentes formas de Conversión Digital-Analógica³, siendo las más comunes las siguientes:

Convertidor D/A con resistor ponderado

Convertidor D/A en escalera R-2R

Convertidor D/A con interruptores inversores FET

Por su construcción es más fácil de implementar el convertidor D/A con resistor ponderado. Para nuestro caso como requerimos de dos niveles positivos y dos niveles negativos a la salida de los convertidores se modifico el diseño original del convertidor D/A de resistor ponderado como se muestra en el diagrama 4.4.

Defasador.

Una de las formas de defasar una señal senoidal es utilizando un operacional como integrador o como derivador. La otra posibilidad es defasar mediante dos arreglos RC conectados en paralelo. Seleccionamos la segunda opción por que no requerimos de una fuente de alimentación al circuito. El diagrama 4.5 muestra dicho defasador.

Multiplicadores analógicos.

Las dos diferentes formas de multiplicar dos señales analógicas (modular) son:

Con el circuito integrado LM1496

Con el circuito modulador balanceado⁴:

Doble diodo

Anillo

Puente.

Por ser de tecnología actual utilizar circuitos integrados, optamos por el LM1496. Dentro de las características del LM1496 se tiene que opera a un ancho de banda de hasta 100 MHz, además produce un voltaje de salida proporcional al producto de una señal de entrada y de una señal portadora.

El diagrama 4.6 muestra el LM1496 utilizado como modulador.

Sumador.

Este bloque se diseñó utilizando un amplificador operacional en configuración sumadora como se muestra en el diagrama 4.7.

³ Ver Donal L. Schilling y Charles Belove, Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados. México: Editorial Marcombo, S. A., 1985, pags. 707-725

⁴ Wayne F. Tomasi, Digital Communications. New Jersey: Editorial Prentice-Hall, 1985, pags. 11-13.

Detector de portadora.

La figura 4.4 muestra el diagrama de bloques para la recuperación de la señal portadora.

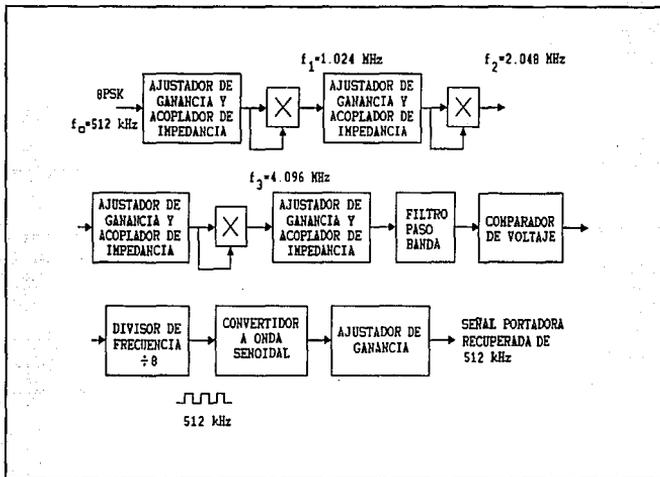


Figura 4.4 Recuperación de la señal portadora.

La etapa de multiplicación analógica se puede efectuar por dos procedimientos, siendo estos los siguientes:

- Empleando componentes discretos
- Utilizando el circuito integrado LM1496.

Si tratamos de elevar a la octava potencia con multiplicadores analógicos LM1496 se tendrán problemas, porque el LM1496 requiere de una amplitud específica de la señal de entrada para una cierta frecuencia.

Empleando componentes discretos, con un circuito LC con transistor como se ilustra en el diagrama 4.8a, se esperan tener mejores resultados que con el LM1496.

Para implementar el filtro paso banda no es posible utilizar operacionales por su limitación en frecuencia, por lo que los posibles diseños son a base de 2 circuitos LC en paralelo o bien un

arreglo de 4 cristales con dos bobinas.

Seleccionamos el circuito LC por bajo costo y por simplicidad. El diagrama 4.8b nos muestra este circuito.

Se requiere bajar la frecuencia de 4.096 MHz, por lo que se emplea un comparador de voltaje para tener niveles TTL y un divisor de frecuencia entre ocho (diagrama 4.8b).

El diagrama 4.8c muestra el convertidor de onda senoidal, así como el ajustador de ganancia. El convertidor a onda senoidal es implementado mediante 6 filtros paso bajas conectados en serie. El ajustador de ganancia es un potenciómetro, el cual se muestra también en el diagrama 4.8d.

Multiplicadores analógicos.

Utilizamos el Circuito Integrado LM1496 en su configuración demoduladora como se muestra en el diagrama 4.9.

Convertidores A/D.

Existen diferentes técnicas de conversión A/D (Análogica-Digital)^{3,5}, siendo estas las siguientes

- Convertidor A/D por aproximaciones sucesivas
- Convertidor A/D del tipo comparador paralelo
- Convertidor A/D por contador
- etc.

Por simplicidad en el diseño se seleccionó el convertidor A/D del tipo comparador paralelo, además de que este circuito es de alta respuesta. Este tipo de convertidor A/D requiere $2^n - 1$ comparadores para su funcionamiento, en donde n es el número de bits, en nuestro caso $n=2$ por lo que el número de comparadores requeridos son tres. Sin embargo al incrementarse el número de bits este convertidor se vuelve difícil de implementar.

Para el diseño de los convertidores A/D se empleó la tabla 4.2, por medio de esta tabla se hizo la implementación como se muestra en el diagrama 4.10.

Tabla 4.2

V_{DEM} (V)	COMP1	COMP2	COMP3	MSB	LSB
-0.3826	1	0	0	0	0
-0.9238	0	0	0	0	1
0.3826	1	1	0	1	0
0.9238	1	1	1	1	1

En la tabla 4.2 V_{DEM} es el voltaje a la salida de los multiplicadores analógicos (demoduladores); COMP1, COMP2 y COMP3 son los niveles lógicos que dan los comparadores y MSB y LSB son la salida total de los convertidores A/D.

Recuperación del reloj.

Para recuperar el reloj se utiliza la señal portadora cuadrada recuperada de 512 kHz (Ver figura 4.4). El procedimiento para obtener el reloj de 1 kHz se muestra en la figura 4.5, a partir de esta señal portadora recuperada se divide la frecuencia entre 512 y se utiliza un monoestable para ajustar el ciclo de trabajo a 50%. El diagrama 4.11 muestra el circuito electrónico.

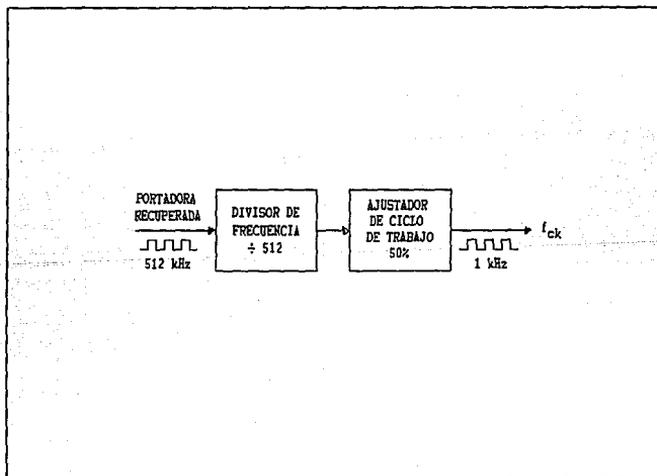


Figura 4.5 Recuperación de Reloj.

Convertidor paralelo-serie.

Análogo a la generación de la palabra binaria se utilizó para el diseño del convertidor paralelo-serie un multiplexor 3x1 como se muestra en el diagrama 4.12.

4.4 CALCULOS

MODULADOR 8PSK

Para el circuito modulador solo se necesitaron realizar cálculos para el diseño de los siguientes módulos:

Circuito generador de reloj
Convertidores D/A
Circuito defasador.

Para el caso de los multiplicadores analógicos LM1496 los valores de los componentes se toman del manual Linear Databook de la National Semiconductor Corporation, tomo tres.

En el caso del sumador de señales moduladas no es necesario ningún cálculo porque se diseño con ganancias unitarias.

Cálculos para el circuito generador de reloj.

Del diagrama 4.1c se requiere calcular los valores de los componentes externos del circuito monoestable para ajustar el ciclo de trabajo.

El período de duración de un pulso de reloj esta dado por⁵:

$$T=0.7R_T C_T \quad (4.2)$$

Como el período de la señal de 1 kHz es 1 mseg entonces el ciclo de trabajo $T=0.5$ mseg. Fijando el valor de $C_T=0.1$ uF y despejando de la ecuación (4.2) R_T se obtiene:

$$R_T = \frac{T}{0.7C_T} = \frac{0.5\text{mseg}}{0.7(0.1\mu F)} = 7.14\text{k}\Omega$$

⁵ Robert Boylestad y Louis Nashelsky, *Electrónica teórica de circuitos*. México: Editorial Prentice Hall, 1988, Cap. 9.

Por lo tanto los valores comerciales son:

$$C_T = 0.1 \mu F$$

$$R_T = 6.9 k\Omega$$

Cálculos para los convertidores D/A.

Del diagrama 4.4 analizando por superposición el circuito mostrado se llega a que el voltaje de salida V_0 es

$$V_0 = \frac{5R_f}{R_5} - 5 \left(\frac{R_f}{R_1} s_1 + \frac{R_f}{R_2} s_2 + \frac{R_f}{R_3} s_3 + \frac{R_f}{R_4} s_4 \right) \quad (4.3)$$

donde s_1, s_2, s_3, s_4 son switches que se activan dependiendo de la combinación que toman los valores A y C o B y C negada de acuerdo al convertidor D/A. Cuando el switch uno esta cerrado entonces $s_1=1$ y cuando esta abierto $s_1=0$, siendo análogo para los demás switches. Del diagrama 4.3 se observa que sólo un switch es activado a la vez.

Para la combinación 0,0 se activa el primer switch y el voltaje de salida (Ver tablas 2.1 y 2.2) $V_0=0.38$ V, además la ecuación 4.3 se reduce a

$$V_0 = 5 - 5 \frac{R_f}{R_1} \quad (4.4)$$

Si $R_f=R_5=10$ kilo-ohms y despejando R_1 de la ecuación (4.4) entonces

$$R_1 = 10.82 k\Omega$$

En forma análoga se obtienen los valores de R_2, R_3 y R_4 , siendo sus valores los siguientes:

$$R_2 = 12.2 k\Omega$$

$$R_3 = 9.28 k\Omega$$

$$R_4 = 8.44 k\Omega$$

Como no existen valores comerciales de estas resistencias, se utilizarán potenciómetros de 10 kilo-ohms y 20 kilo-ohms, quedando los valores de los potenciómetros en el siguiente orden

$$POT_1 = 20k\Omega$$

$$POT_2 = 20k\Omega$$

$$POT_3 = 10k\Omega$$

$$POT_4 = 10k\Omega$$

Cálculos del circuito defasador.

La figura 4.6 muestra el circuito defasador de la señal portadora.

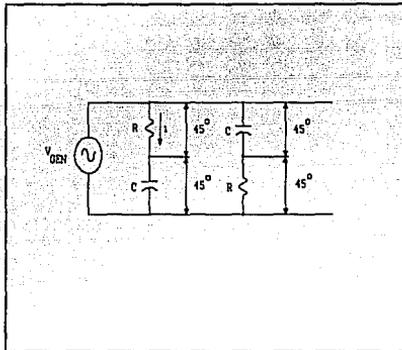


Figura 4.6 Circuito defasador.

De la figura 4.6

$$i = \frac{V_{GEN}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (4.6)$$

donde el módulo de la ecuación es

$$\frac{V_{GEN}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$$

y la fase esta dada por

$$-\text{angtang} \frac{1}{\omega RC}$$

si

$$\text{angtang} \frac{1}{\omega RC} = 45^\circ$$

entonces

$$\frac{1}{\omega RC} = 1$$

por lo tanto

$$R = \frac{1}{\omega C} \quad (4.7)$$

y como

$$\omega = 2\pi f$$

la ecuación (4.7) queda

$$R = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.8)$$

Lo mismo se puede obtener de la segunda rama del circuito de la figura 4.6.

Fijando los valores de los capacitores $C_1=C_2=C=0.5 \text{ nF}$ y tomando en cuenta que $f=512 \text{ kHz}$, de la ecuación (4.8) se obtiene que $R=R_1=R_2=222 \text{ ohms}$, como estos valores de resistencia no son comerciales entonces se utilizaron potenciómetros. Siendo los valores

$$POT_1 = 1k\Omega$$

$$POT_2 = 1k\Omega$$

$$C_1 = 0.5nF$$

$$C_2 = 0.5nF$$

DEMODULADOR 8PSK

En el demodulador se emplean cálculos para el diseño electrónico del detector de portadora, convertidores A/D y recuperación de reloj.

Para el caso de los multiplicadores analógicos LM1496, los valores son tomados del manual Linear databook, de la National Semiconductor Corporation, tomo tres.

Cálculos del detector de portadora.

Para los circuitos ajustadores de ganancia (amplificadores o atenuadores) y para los circuitos seguidor emisor se calculan los valores de acuerdo a la referencia 4, así como también se modificarán algunos de acuerdo a las pruebas de laboratorio tomando en cuenta su mejor funcionamiento.

En el caso del circuito LC (tanque) con transistor la fórmula para calcular los valores de L y C esta dada por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.9)$$

Fijando el valor de C=100 pF y considerando que f_0 para el primer circuito tanque es de 1024 kHz y despejando L de la ecuación (4.6) se obtuvo el valor de la inductancia L, a continuación se muestran los valores de L para cada una de las frecuencias a las que van a trabajar los circuitos tanque:

$f_0=1024$ kHz	$C_1=100$ pF	$L_1=241.56$ uH
$f_0=2048$ kHz	$C_2=100$ pF	$L_2= 60.39$ uH
$f_0=4096$ kHz	$C_3=100$ pF	$L_3= 15.09$ uH

Las bobinas se construirán y se ajustarán experimentalmente en el Laboratorio. El calibre del alambre magneto a utilizar es del número 28 y el núcleo será de un material plástico.

Cálculos de los convertidores A/D.

En forma experimental se obtienen los valores de la señal que entregan los multiplicadores analógicos en el proceso de demodulación, los cuáles se muestran en las tablas 4.3 y 4.4.

Tabla 4.3

A	C	V_{JEM1} (V)
0	0	-0.12
0	1	-0.32
1	0	0.2
1	1	0.4

Tabla 4.4

B	\bar{C}	V_{DEM2} (V)
0	0	-0.2
0	1	-0.5
1	0	0.32
1	1	0.72

Para el convertidor A/D número 1 (A,C) de la tabla 4.2 se obtienen los voltajes de referencia de los comparadores analógicos, siendo estos los siguientes:

$$V_{ref1} = \frac{-0.32 + 0.12}{2} - 0.12 = -0.22 \text{ (V)}$$

$$V_{ref2} = \frac{0.2 + 0.12}{2} - 0.12 = 0.04 \text{ (V)}$$

$$V_{ref3} = \frac{0.4 - 0.2}{2} + 0.2 = 0.3 \text{ (V)}$$

Tomando estos voltajes de referencia y observando el diagrama 4.10, se puede ver que sólo se requieren potenciómetros para fijar dichos voltajes de referencia, empleándose para ello un valor comercial de 5 kilo-ohms.

En forma análoga se obtuvieron los voltajes de referencia, así como los valores de los potenciómetros para el Convertidor A/D número 2 (B y C negada), a continuación se muestran los valores

$$V_{ref1} = -0.35 \text{ (V)}$$

$$V_{ref2} = 0.06 \text{ (V)}$$

$$V_{ref3} = 0.52 \text{ (V)}$$

y los valores de los potenciómetros para ajustar estos voltajes de referencia también son de 5 kilo-ohms.

Cálculos para la recuperación de reloj.

Para el monoestable mostrados en el diagrama 4.11 el cálculo de los componentes externos esta dado por la ecuación (4.2).

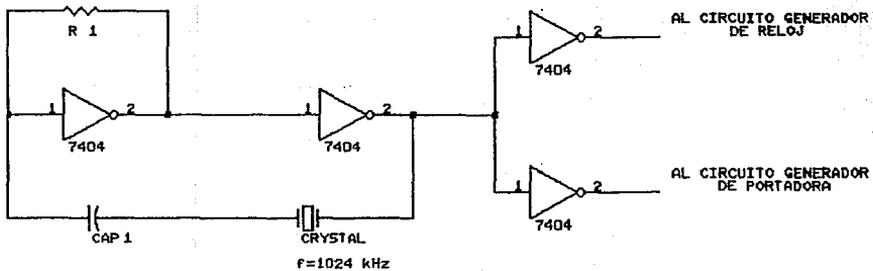
Como el ciclo de trabajo $T=0.5$ mseg y fijando $C_T=0.1$ uF y despejando R_T de la ecuación (4.2) entonces

$$R_T=7.14k\Omega$$

A continuación se listan los valores comerciales

$$C_T=0.1\mu F$$

$$R_T=6.9k\Omega$$

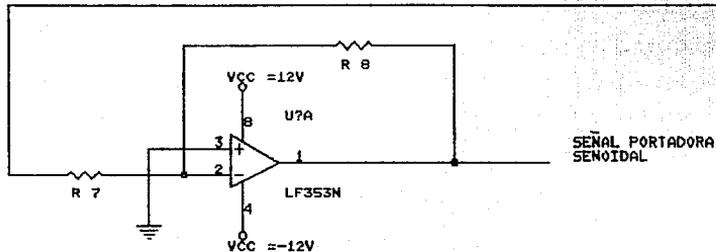
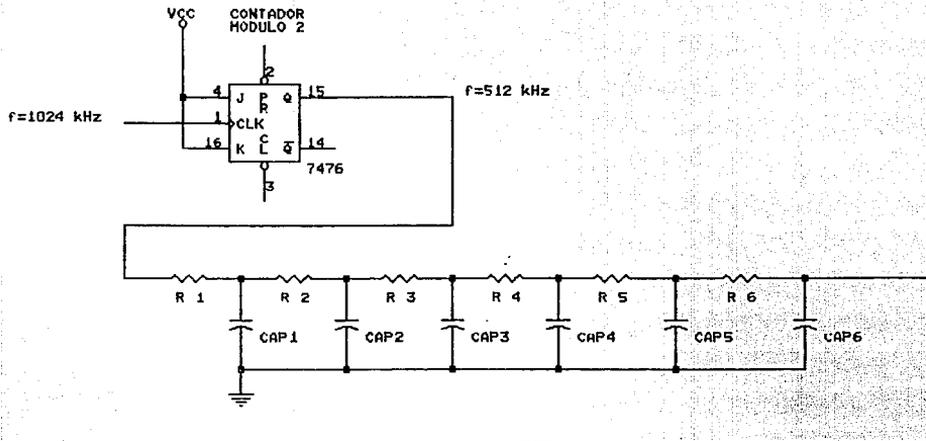


$R1=1k$

$C1=47 \text{ nF}$

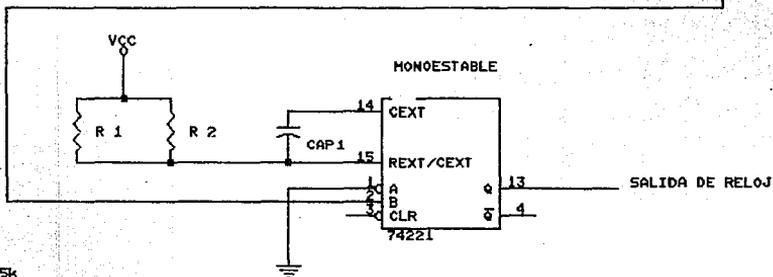
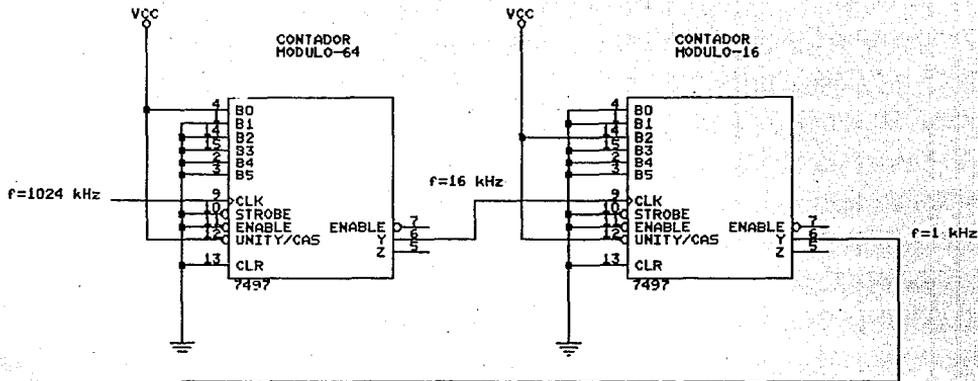
OSCILADOR DE 1024 kHz

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.1a	
Date:	February 10, 1980	Sheet of



R1=R2=R3=1.2k
 R4=R5=R6=R7=R8=1k
 C1=C2=C3=151 pF
 C4=C5=C6=100 pF

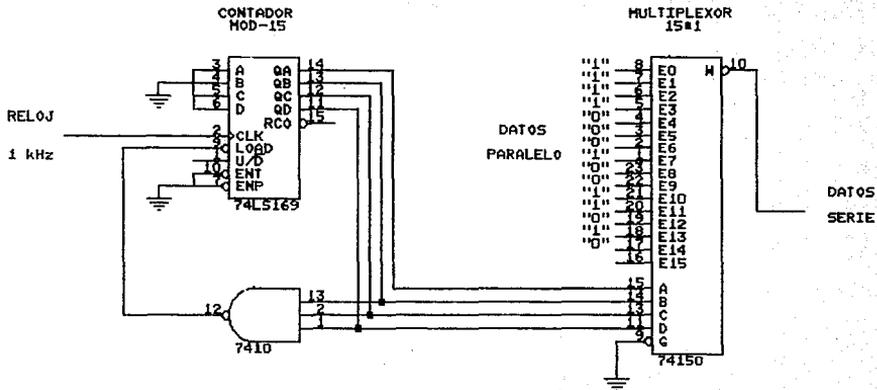
GENERADOR DE SEÑAL PORTADORA		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.1b	
Date:	February 9, 1980	Sheet of



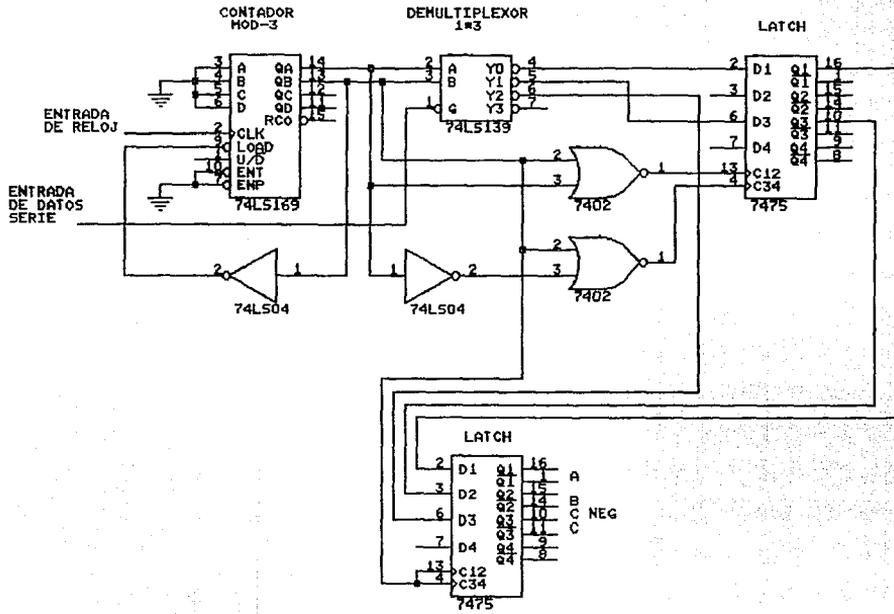
R1=15k
 R2=10k
 C1=0.1 uF

CIRCUITO GENERADOR DE RELOJ

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.1c	
Date: February 10, 1980		Sheet of

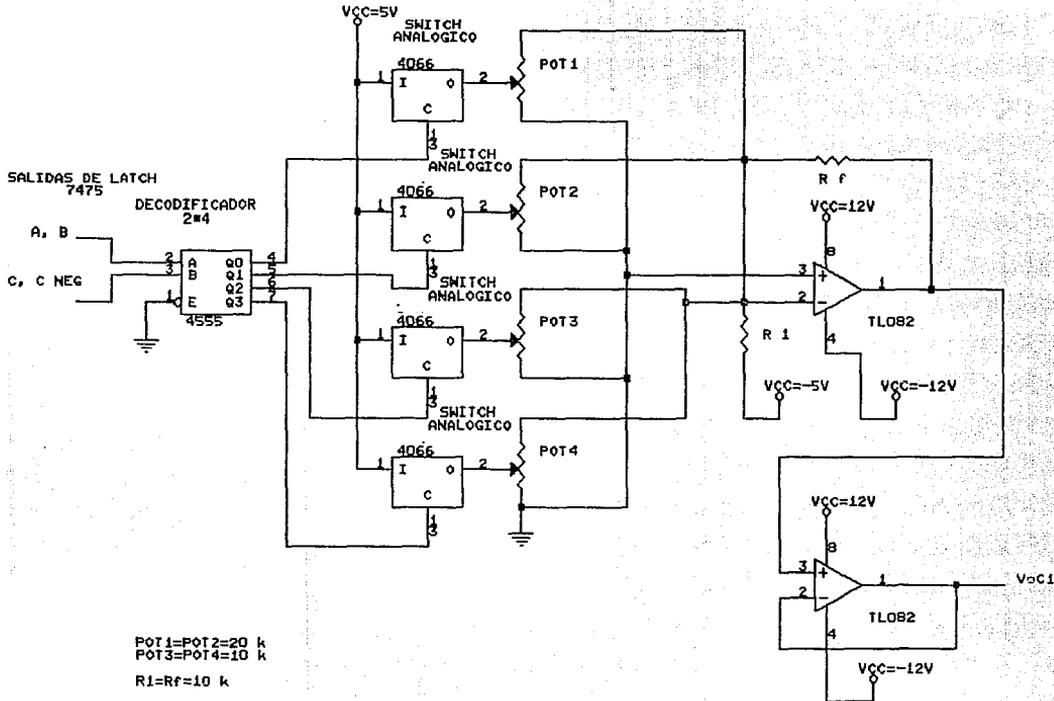


GENERACION DE PALABRA BINARIA		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.2	
Date:	February 9, 1980	Sheet of



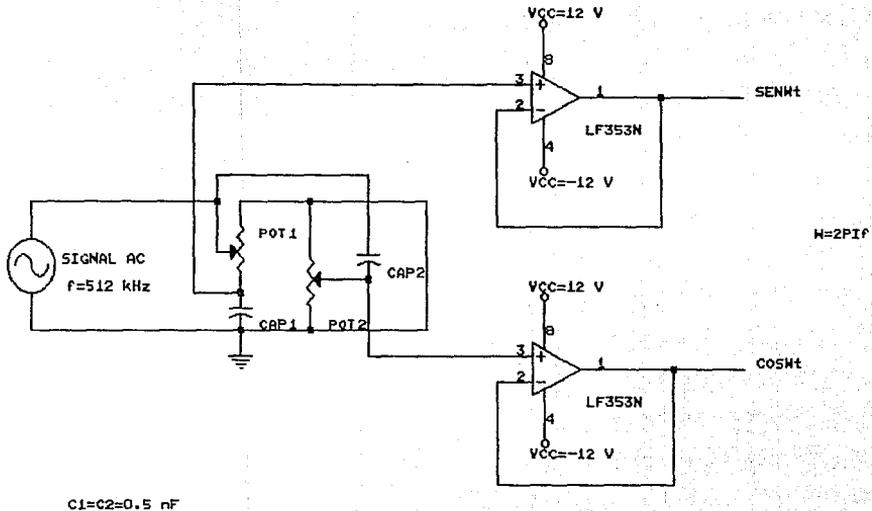
CONVERTIDOR SERIE-PARALELO

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.3	
Date: February 9, 1980		Sheet of



CONVERTIDORES D/A AC Y BC NEG

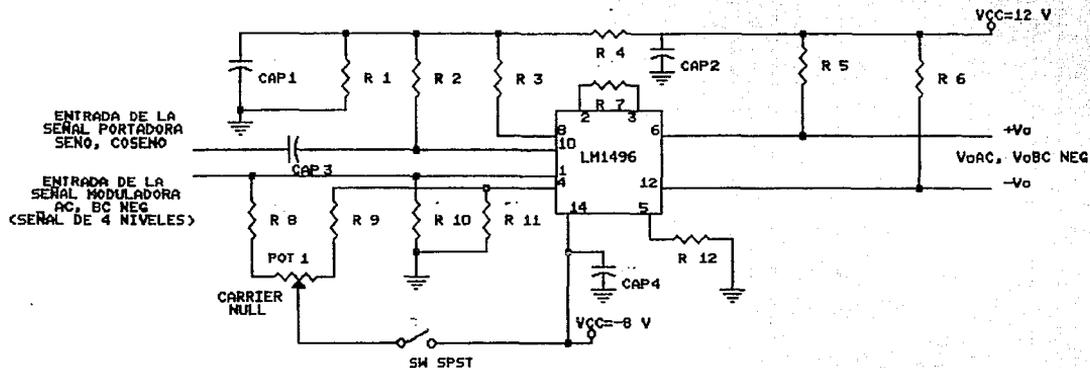
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.4	
Date:	February 9, 1980	Sheet of



C1=C2=0.5 nF

POT1=POT2=1 k

DEFASADOR		
Size Document Number	DIAGRAMA 4.5	REV
A		
Date: February 9, 1980	Sheet	of



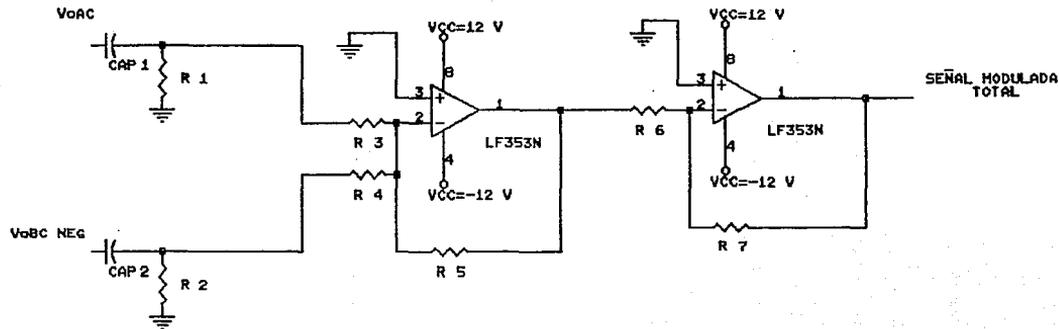
C1=C3=0.1 uF
 C2=C4=0.47 uF

POT1=10 k

R1=R4=R7=1 k
 R2=R3=R10=R11=51 Ohms
 R5=R6=3.9 k
 R8=R9=10 k
 R12=6.8 k

MODULADORES AC Y BC NEG

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.6	
Date:	February 10, 1980	Sheet of

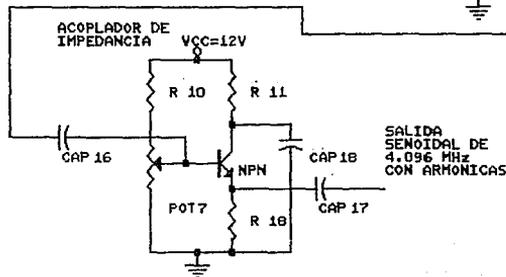
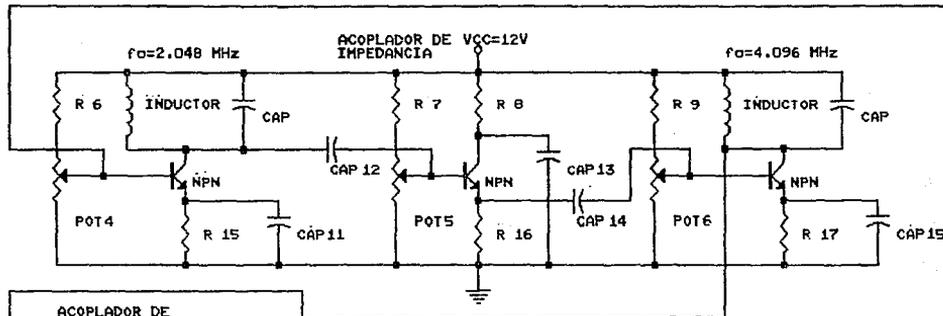
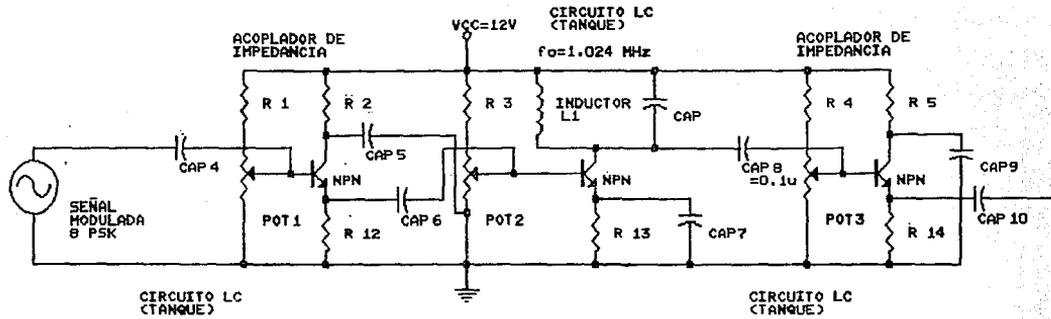


$C1=C2=0.1 \mu F$

$R1=R2=100 \text{ k}$
 $R3=R4=R5=R6=R7=1 \text{ k}$

SUMADOR

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.7	
Date:	February 9, 1980	Sheet of



C1=C2=C3=220 pF
 C4=C5=C6=C7=C8=C9=C10=C11=0.1 uF
 C12=C13=C14=C15=C16=C17=C18=0.1 uF

POT1=POT2=POT3=POT4=POT5=POT6=POT7=10 k

R1=R3=R4=R6=R7=R9=R10=R12=R14=R16=R18=1 k
 R2=R5=R8=R11=R13=R15=R17=100 ohms

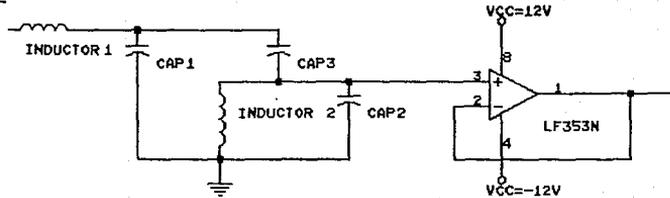
TODOS LOS TRANSISTORES SON 2N2222A

RECUPERACION DE PORTADORA (PARTE 1)

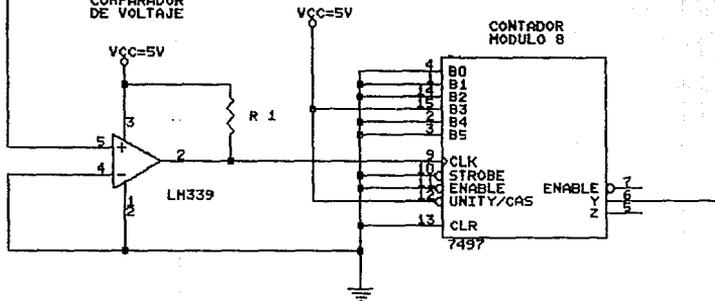
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.8a	
Date:	February 5, 1985	Sheet of

FILTRO PASO-BANDA

ENTRADA SENOIDAL
4.096 MHz
CON ARMONICAS



COMPARADOR
DE VOLTAJE

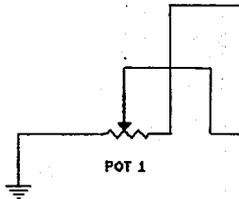
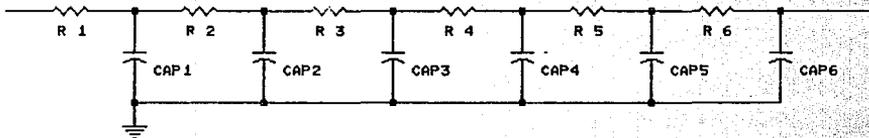


C1=C2=100 pF
C3=4.7 pF
R1=10k

RECUPERACION DE PORTADORA (PARTE 2)

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.8b	
Date:	February 9, 1980	Sheet of

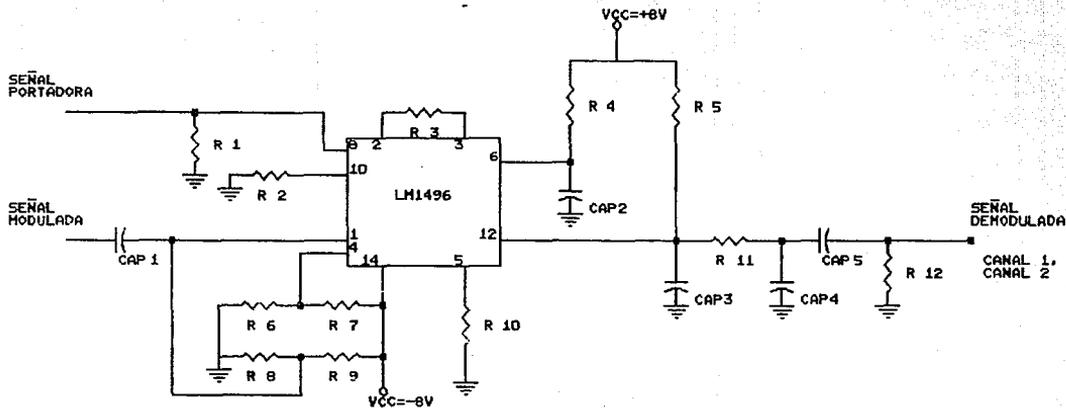
SEÑAL CUADRADA
DE 512 KHz



SEÑAL PORTADORA
SENOIDAL DE
512 KHz

R1=R2=R3=1.2k
R4=R5=R6=1k
C1=C2=C3=151 pF
C4=C5=C6=100 pF
POT1=5k

RECUPERACION DE PORTADORA (PARTE 3)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.8c	
Date:	February 9, 1980	Sheet of

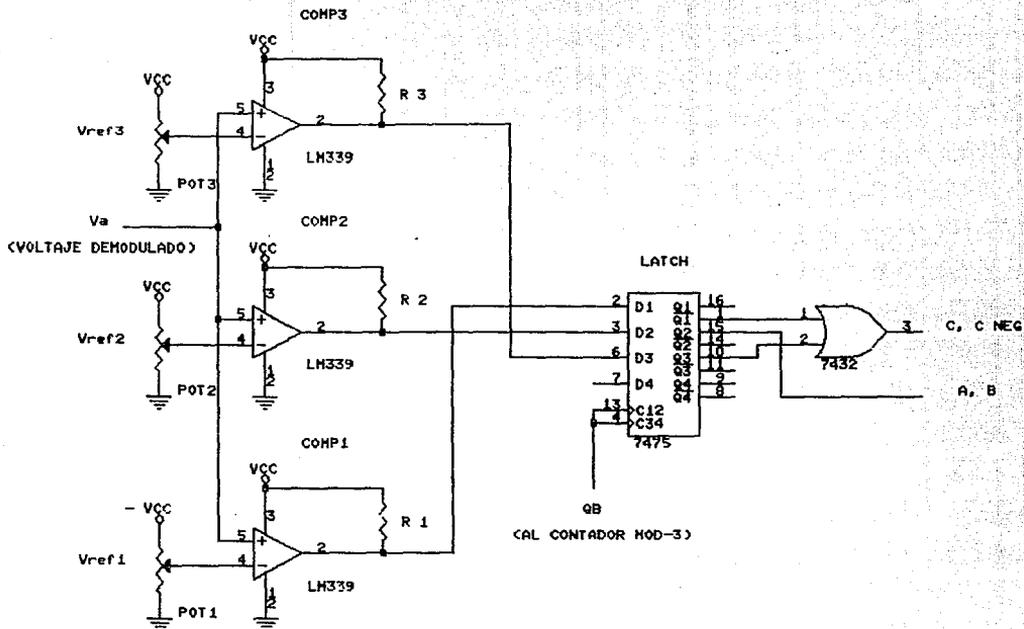


C1=C5=1 uF
 C2=C3=C4=0.005 uF

R1=R3=R6=R7=R8=R9=R11=1 k
 R2=51 ohms
 R4=R5=3.9 k
 R10=6.8 k
 R12=100 k

MULTIPLICADOR ANALOGICO (DEMODULADOR)

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.9	
Date:	February 9, 1980	Sheet of

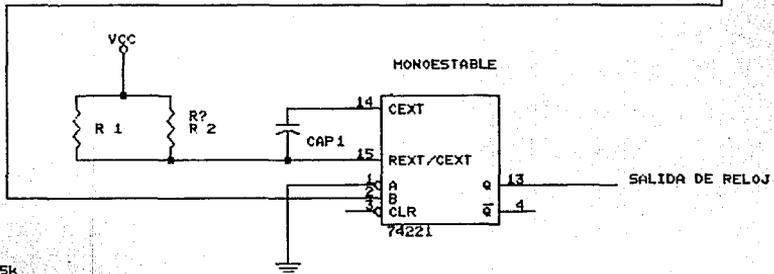
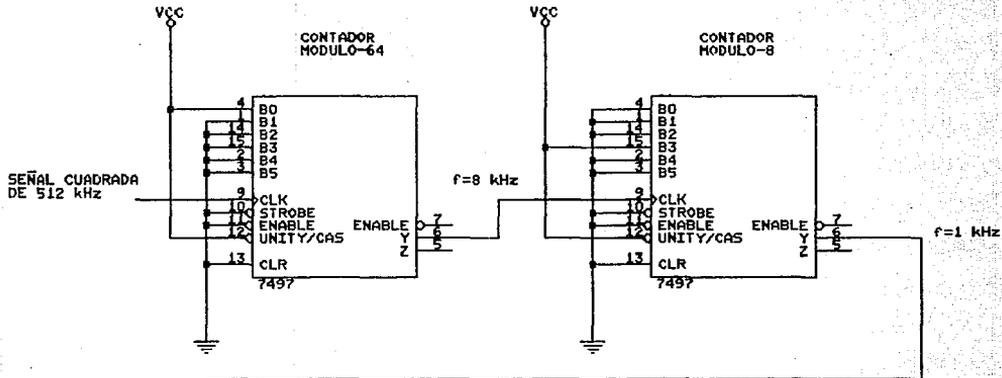


POT1=POT2=POT3=5 k

R1=R2=R3=10 k

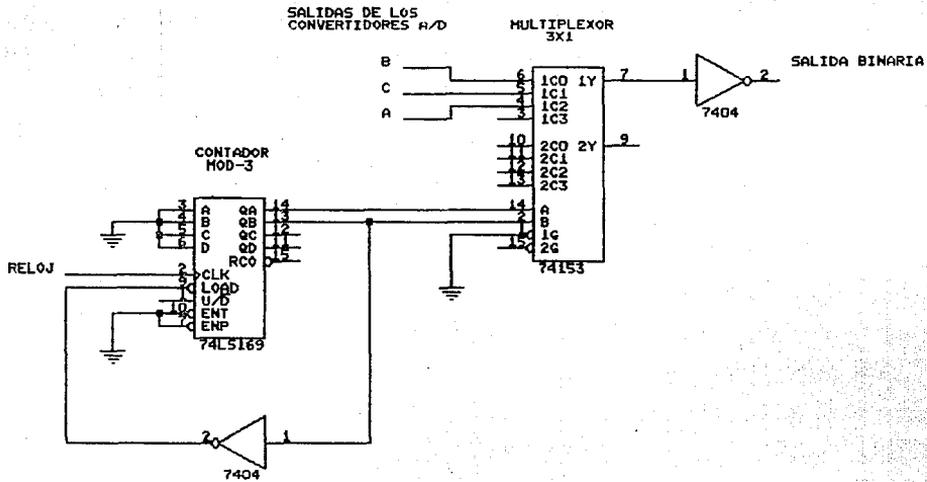
VCC=5V

CONVERTIDORES A/D AC Y BC		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.10	
Date:	February 9, 1980	Sheet of



R1=15k
R2=10k
C1=0.1 uF

RECUPERACION DE RELOJ		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.11	
Date:	February 10, 1980	Sheet of



CONVERTIDOR PARALELO-SERIE

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 4.12	
Date: February 9, 1980		Sheet of

DISEÑO MECANICO

5.1 DISEÑO DE LAS TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

Para el diseño del circuito impreso se emplearon tarjetas comerciales de 11.5 cm de ancho por 10.5 cm de largo, estas tarjetas se adaptan a conectores de 22 pines, lo que permite que se satisfaga uno de los requerimientos del cliente que es que el diseño sea por módulos.

A partir de los conectores podemos interconectar las tarjetas.

En el diseño del modem utilizamos 9 tarjetas. La tarjeta A contiene a las fuentes de suministro, siendo estas de +/- 5V, +/- 8V y +/- 12V.

La tabla 5.1 muestra los circuitos que contiene cada tarjeta.

Tabla 5.1

TARJETA	CIRCUITOS QUE CONTIENE
FUENTE	Fuentes de suministro de voltaje
A	Reloj y portadora senoidal de 512 kHz
B	Generación de palabra binaria y parte del almacén
C	Almacén y convertidores D/A (AC y \overline{BC})
D	Multiplicadores analógicos (moduladores) y defasador
E	Recuperación de portadora (parte 1)
F	Recuperación de portadora (parte 2)
G	Recuperación de reloj
H	Multiplicadores analógicos (demoduladores) y defasador
I	Convertidores A/D y convertidor paralelo-serie

De las tablas 5.2 en adelante se muestran las entradas y salidas que contienen las tarjetas así como también el número de pin de cada una de las entradas y salidas.

Tabla 5.2

TARJETA FUENTE			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
8	Entrada del LM7812		
9	Tap central del transformador 1	16	-5V
10	Voltaje secundario del transformador 14V	17	+5V
11	Voltaje secundario del transformador 14V	18	-8V
12	Voltaje secundario del transformador 8V	19	+8V
13	Voltaje secundario del transformador 8V	20	-12V
14	Tap central del transformador 2	21	+12V
15	Entrada del LM7805	22	Tierra

Tabla 5.3

TARJETA A			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
A17	+5V	A1	Tierra
A20	-12V	A2	Reloj 1 kHz
A21	+12V	A5	Señal portadora 512 kHz
A22	Tierra		

Tabla 5.4

TARJETA B			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
B17	+5V	B1	Palabra binaria
B22	Tierra	B9	Y_0 (Salida del demultiplexor)
B13	\bar{Q}_B	B10	Y_1 (Salida del demultiplexor)
B2	Reloj 1 kHz	B11	Y_2 (Salida del demultiplexor)
		B12	Q_B (Contador módulo 3)
		B14	Q_A (Contador módulo 3)

Tabla 5.5

TARJETA C			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
C9	Y_0	C7	Señal moduladora 1 salida del convertidor D/A ₁ (A, C)
C10	Y_1	C8	Señal moduladora 2 salida del convertidor D/A ₂ (B, C)
C11	Y_2	C13	\bar{Q}_B
C12	Q_B		
C14	Q_A		
C16	-5V		
C17	+5V		
C20	-12V		
C21	+12V		
C22	Tierra		

Tabla 5.6

TARJETA D				
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas	No. Puntas de pin prueba
D5	Señal portadora	D6	Señal modulada total	D1 sen wt
D7	Señal moduladora ₁ (A,C)			D2 cos wt
D8	Señal moduladora ₂ (B,C)			D3 Convertidor D/A ₁
D18	-8V			D4 Convertidor D/A ₂
D20	-12V			D11 Señal modulada ₁ A,C
D21	+12V			D12 Señal modulada ₂ B,C
D22	Tierra			

Tabla 5.7

TARJETA E			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
E6	Señal modulada	E4	Señal senoidal 4.096 MHz
E21	+12V		
E22	Tierra		

Tabla 5.8

TARJETA F			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
F4	Señal senoidal 4.096 MHz	F1	Señal portadora recuperada cuadrada 512 kHz
F17	5V	F5	Señal portadora recuperada senoidal 512 kHz
F20	-12V		
F21	+12V		
F22	Tierra		

Tabla 5.9

TARJETA G			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
G1	Señal portadora recuperada cuadrada	G2	Reloj 1 kHz
G17	+5V		
G22	Tierra		

Tabla 5.10

TARJETA H			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
H5	Señal portadora recuperada	H1	Señal demodulada, (B, C)
H6	Señal modulada	H2	Señal demodulada, (A, C)
H18	-8V		
H19	+8V		
H20	-12V		
H21	+12V		
H22	Tierra		

Tabla 5.11

TARJETA I			
No. de pin	Entradas	No. de pin	Salidas
		I10	Palabra pseudoaleatoria 15 bits
I1	Señal demodulada, (B, C)	I4	Comparador, del convertidor A/D ₁ (A, C)
I2	Señal demodulada, (A, C)	I5	Comparador, del convertidor A/D ₁
I3	Reloj recuperado	I6	Comparador, del convertidor A/D ₁
I16	-5V	I7	Comparador, del convertidor A/D ₂ (B, C)
I17	+5V	I8	Comparador, del convertidor A/D ₂
I22	Tierra	I9	Comparador, del convertidor A/D ₂

Los diagramas 5.1 al 5.24 muestran el patigrama de cada una de las tarjetas.

5.2 DISEÑO DE LOS GABINETES

La tarjeta FUENTE que es la fuente de voltaje será integrada en un gabinete junto con el transformador, así como los elementos necesarios para su funcionamiento. En otro gabinete quedará el modem que comprende de la tarjeta A a la tarjeta I.

La figuras 5.1 y 5.2 muestran el diseño mecánico del gabinete de la fuente de poder. La figura 5.2 es la vista superior de la fuente de poder e ilustra como es la distribución de los elementos que componen a la fuente.

En la figura 5.3 se muestra el diseño mecánico del gabinete que contiene al modem 8PSK, en tanto que la figura 5.4 muestra la carátula del modem y la distribución de los bornes, así como el nombre de la señal que censa cada uno de estos bornes.

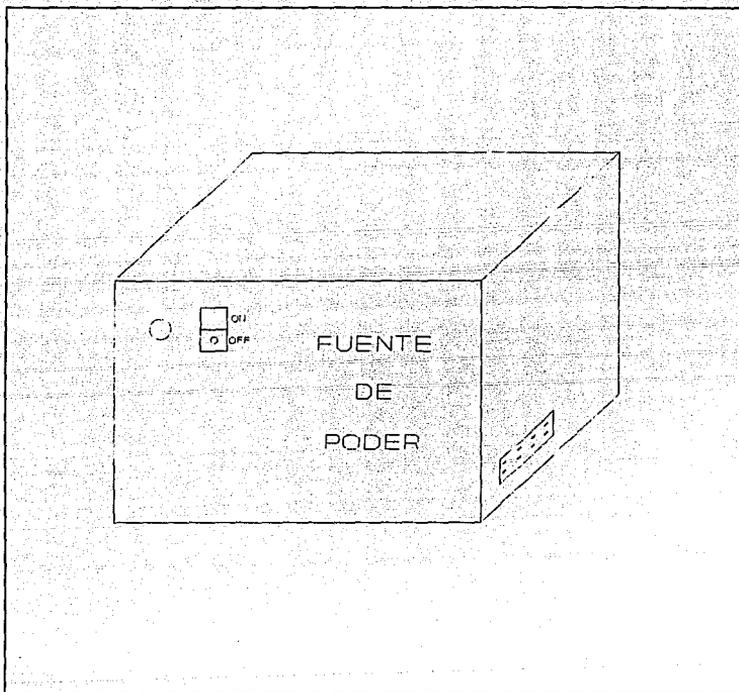


Figura 5.1 Diseño mecánico de la fuente de poder.

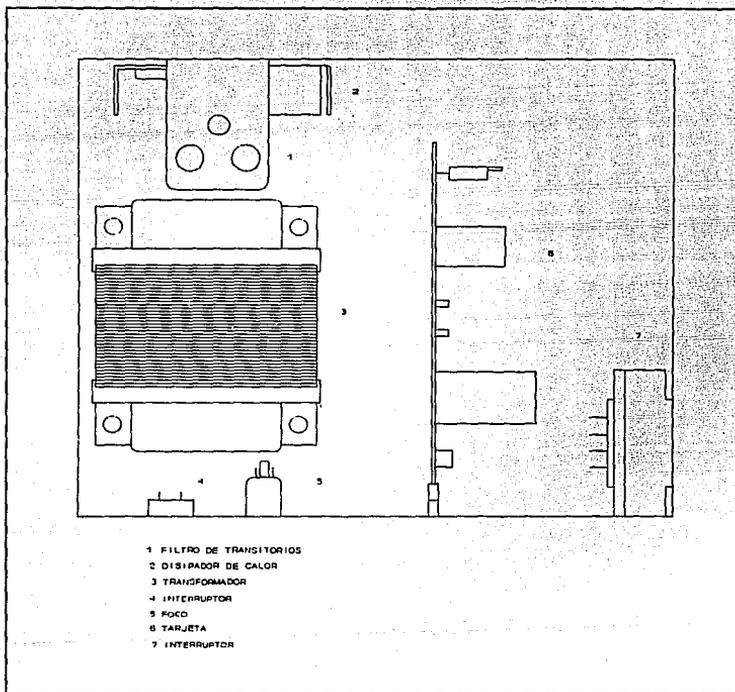


Figura 5.2 Vista superior de la fuente de poder.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

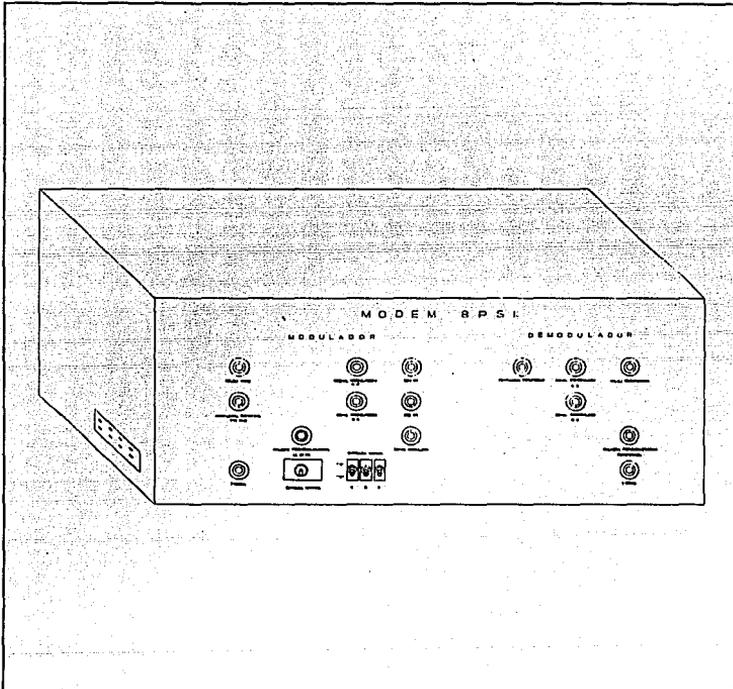


Figura 5.3 Diseño mecánico del modem 8PSK.

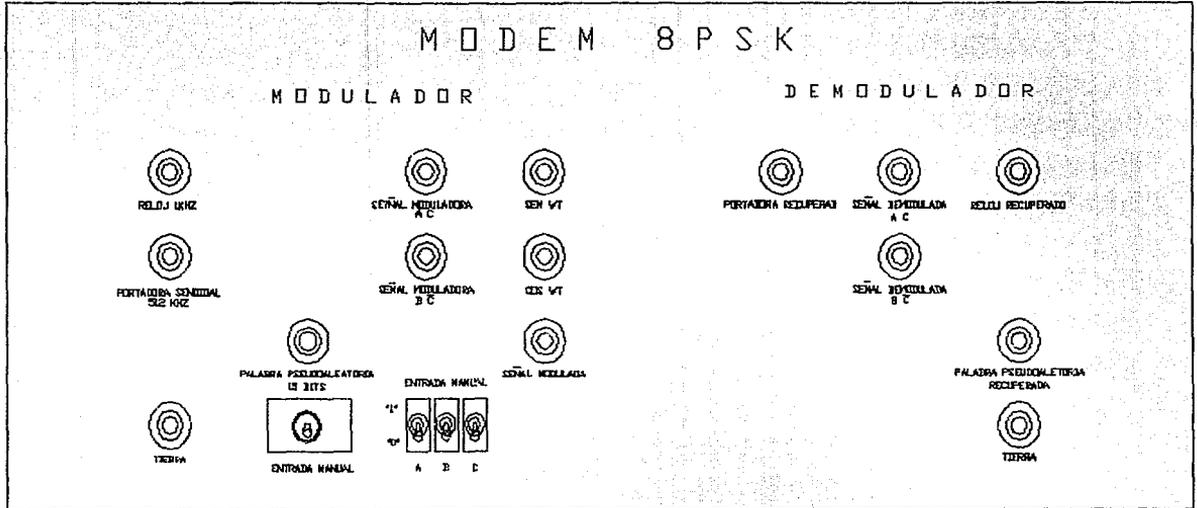
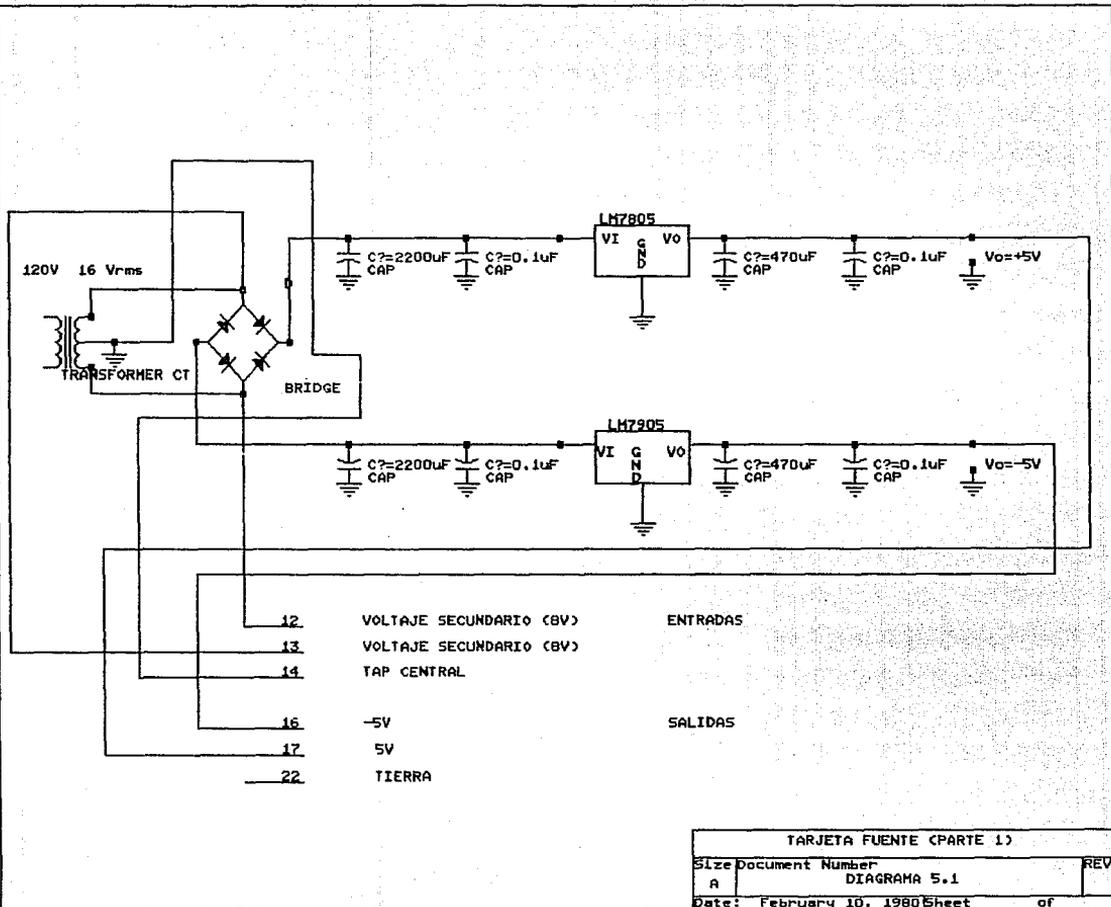
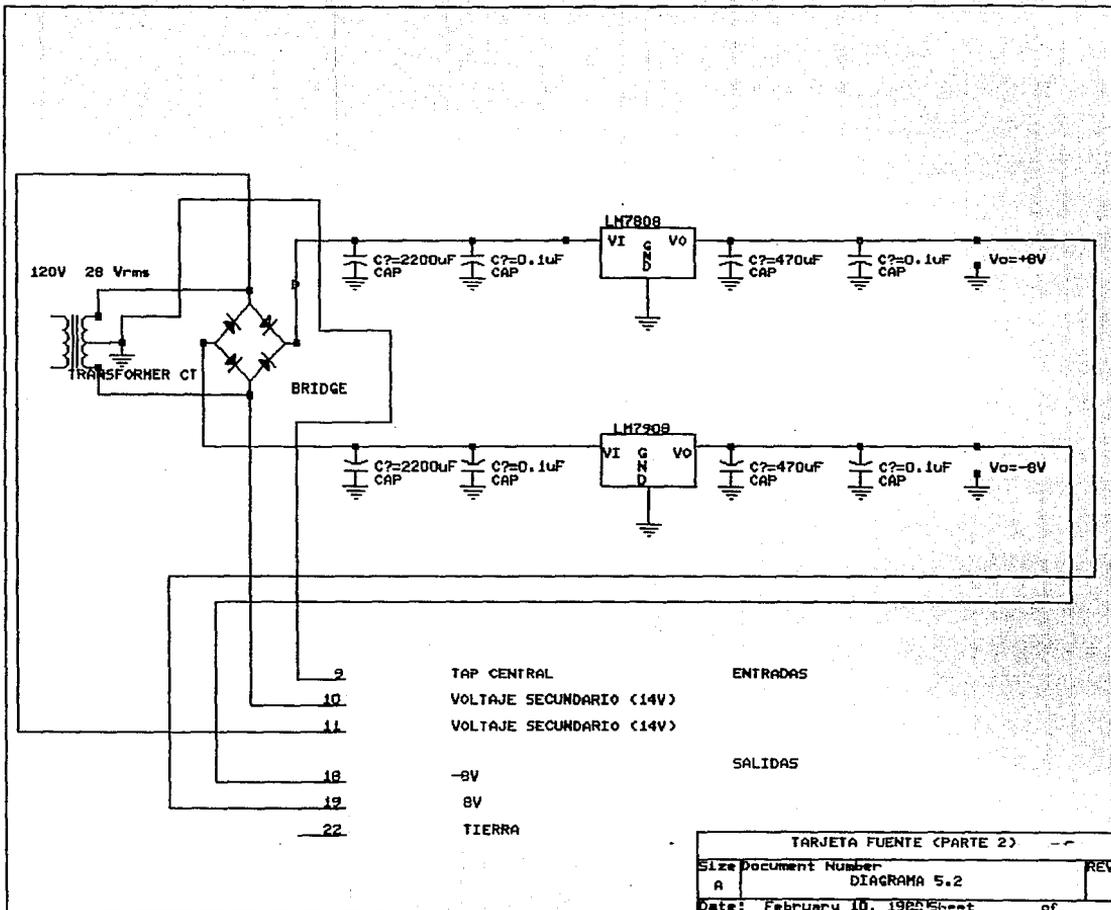


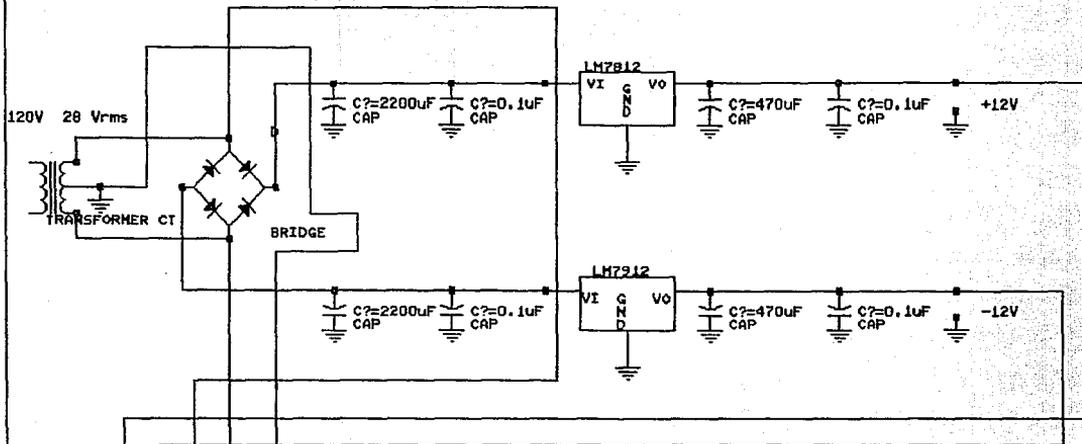
Figura 5.2 Caratula del modem 8PSK



TARJETA FUENTE (PARTE 1)

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.1	
Date:	February 10, 1980	Sheet of





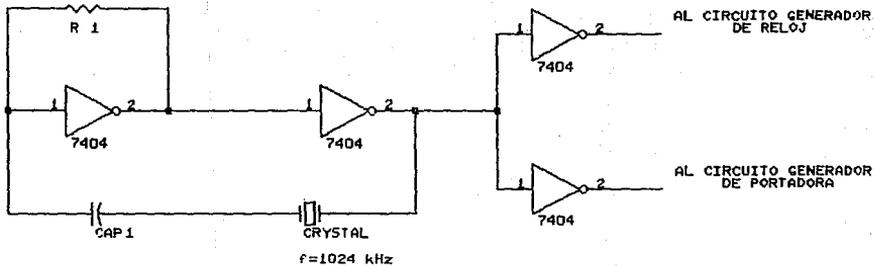
9 TAP CENTRAL
 10 VOLTAJE SECUNDARIO (14V)
 11 VOLTAJE SECUNDARIO (14V)
 20 -12V
 21 12V
 22 TIERRA

ENTRADAS

SALIDAS

TARJETA FUENTE (PARTE 3)

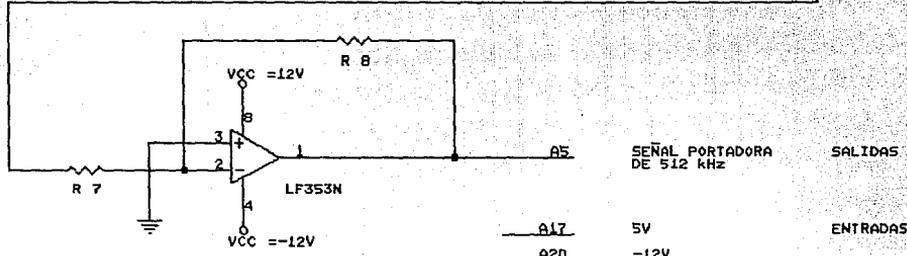
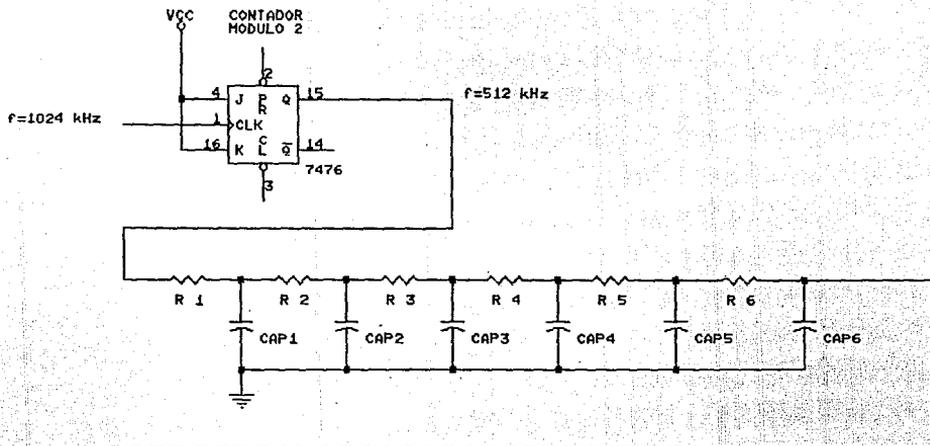
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.3	
Date: February 10, 1980		Sheet of



A13 5V ENTRADAS
A22 TIERRA

$R1 = 1k$
 $C1 = 47 \text{ nF}$

TARJETA A (PARTE 1)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.4	
Date:	February 10, 1980	Sheet of



SEÑAL PORTADORA DE 512 kHz

ENTRADAS

5V

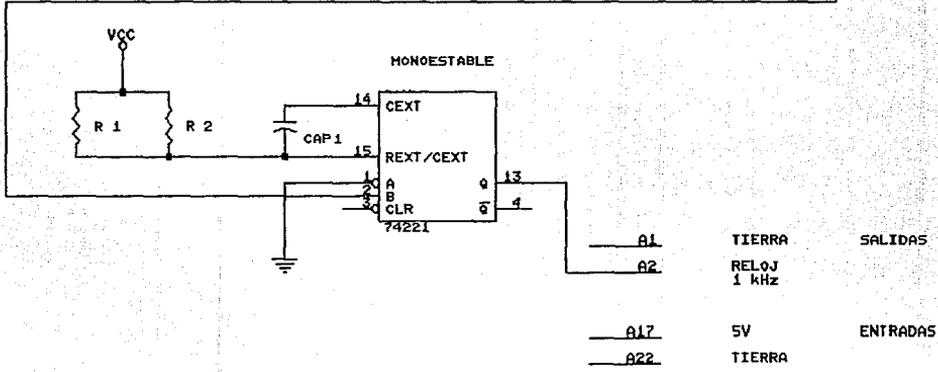
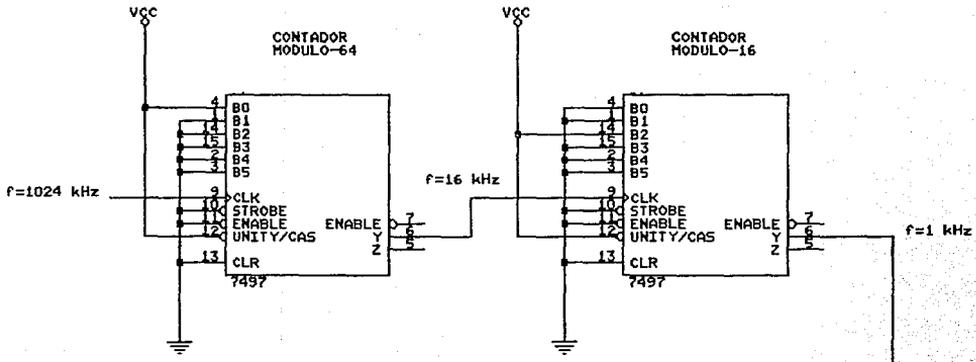
-12V

12V

TIERRA

R1=R2=R3=1.2k
 R4=R5=R6=R7=R8=1k
 C1=C2=C3=151 pF
 C4=C5=C6=100 pF

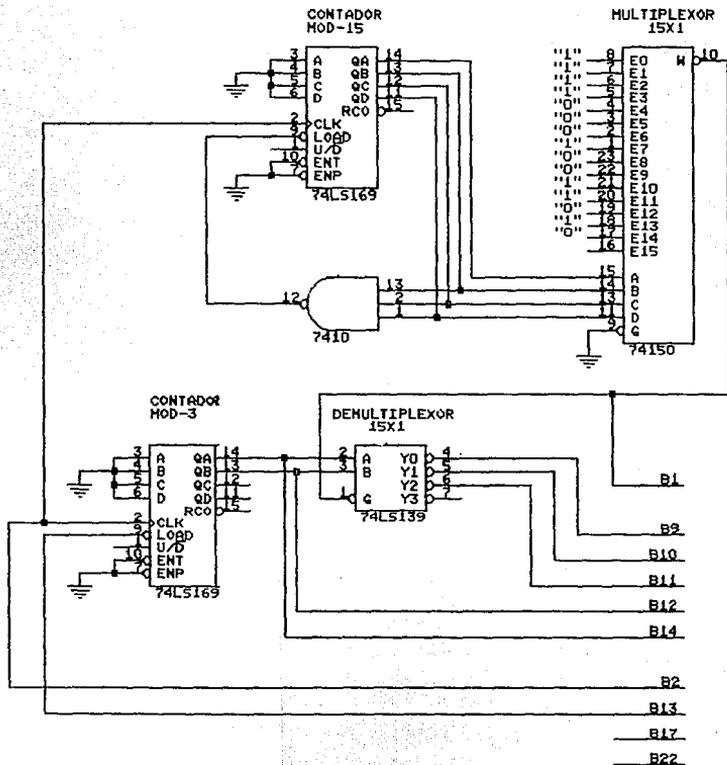
TARJETA A (PARTE 2)		
Size Document Number	DIAGRAMA 5.5	REV
A		
Date: February 10, 1980	Sheet	of



R1=15k
 R2=10k
 C1=0.1 uF

- A1 TIERRA SALIDAS
- A2 RELOJ 1 kHz
- A17 5V ENTRADAS
- A22 TIERRA

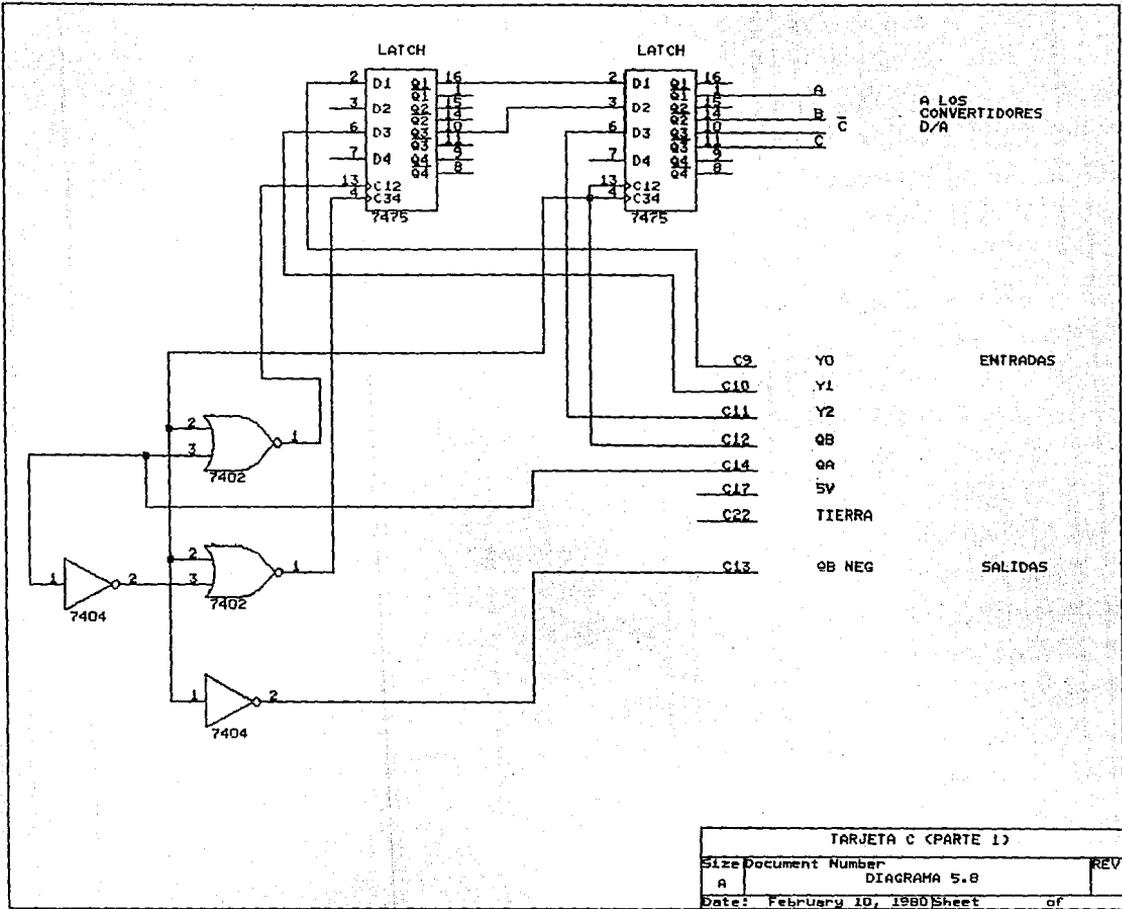
TARJETA A (PARTE 3)		
Size Document Number		
A	DIAGRAMA 5.6	
Date: February 10, 1960	Sheet	of



B1	PALABRA	PUNTAS DE
B2	Y0	PRUEBA
B10	Y1	
B11	Y2	SALIDAS
B12	QB	
B14	QA	
B2	RELOJ	ENTRADAS
B13	QB NEG	
B17	5V	
B22	TIERRA	

C1=C2=0.33 uF
 POT1=10 k
 R1=1 k

TARJETA B		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.7	
Date:	February 10, 1980	Sheet of

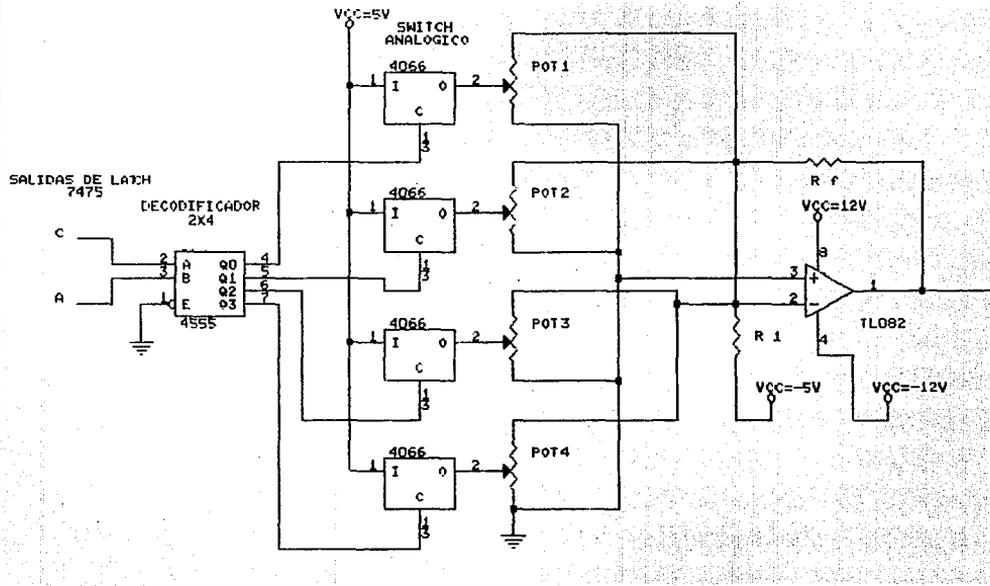


A LOS
CONVERTIDORES
D/A

ENTRADAS

SALIDAS

TARJETA C (PARTE 1)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.8	
Date:	February 10, 1980	Sheet of



C7

CONVERTIDOR
D/A AC

SALIDA

ENTRADAS

POT1=POT2=20 k
 POT3=POT4=10 k
 R1=Rf=10 k

C16

-5V

C17

5V

C20

-12V

C21

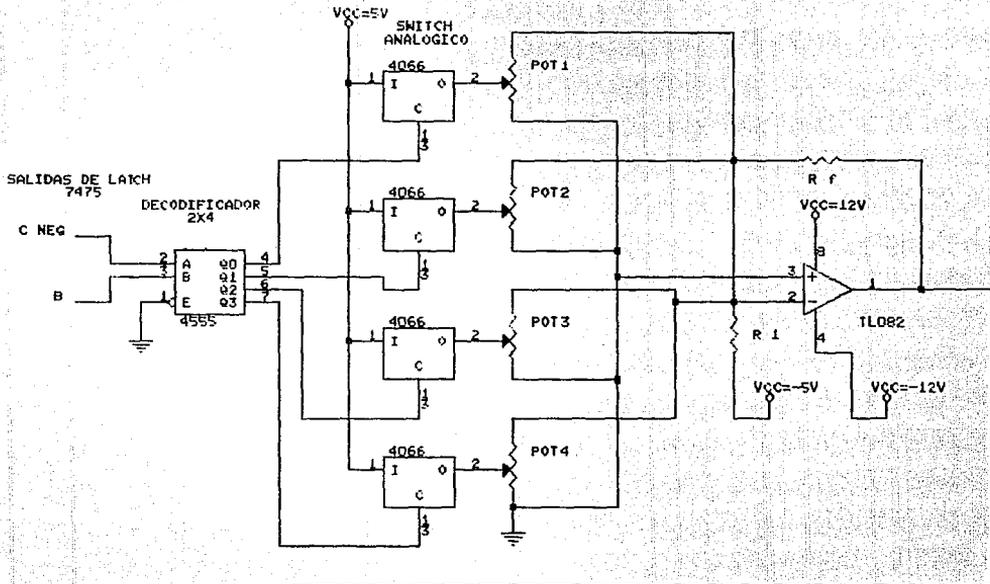
12V

C22

TIERRA

TARJETA C (PARTE 2)

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.9	
Date:	February 29, 1980	Sheet of



POT1=POT2=20 k
 POT3=POT4=10 k
 R1=Rf=10 k

C16
 C17
 C20
 C21
 C22

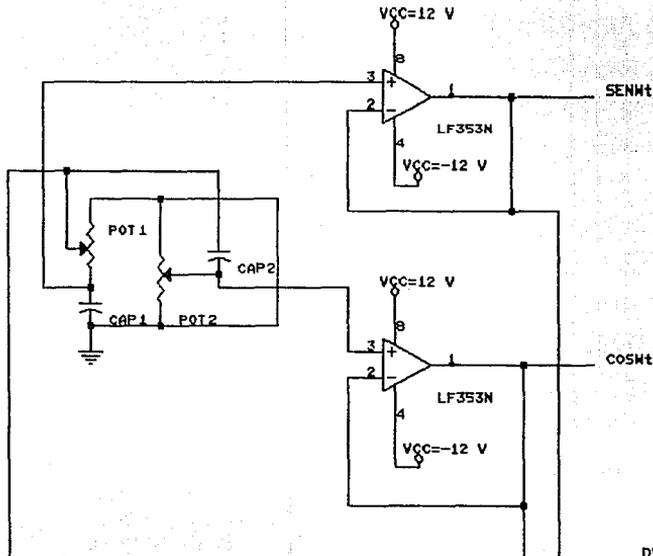
CONVERTIDOR
 D/A BC

-5V
 -5V
 -12V
 12V
 TIERRA

SALIDA

ENTRADAS

TARJETA C (PARTE 3)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.10	
Date:	February 29, 1980	Sheet of

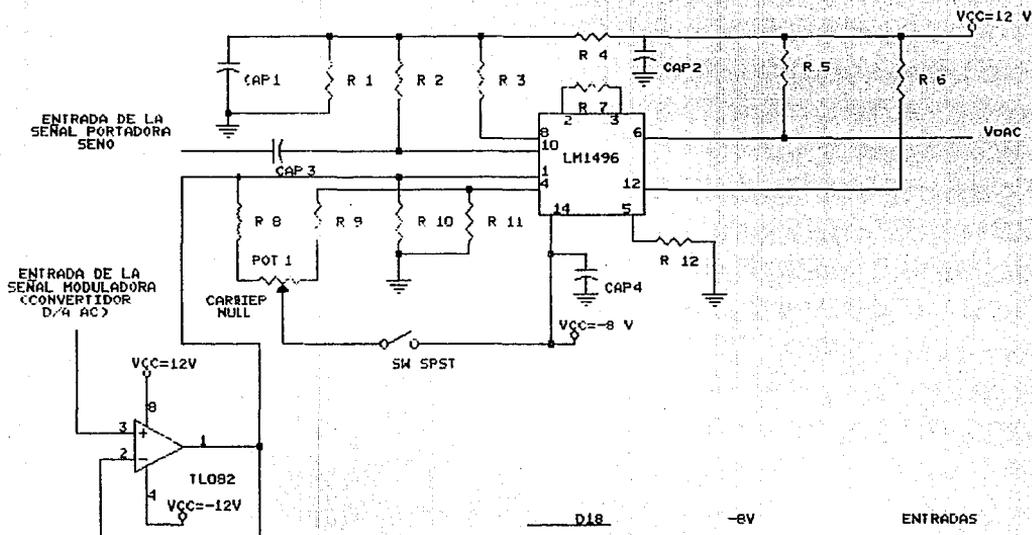


$C1=C2=0.5 \text{ nF}$
 $f=512 \text{ kHz}$
 $R1=R2=622 \text{ ohms}$
 $M=2\pi f$

D5	SEÑAL PORTADORA	ENTRADAS
D20	-12V	
D21	12V	
D22	TIERRA	
D1	SENHt	PUNTAS DE PRUEBA
D2	COSHt	

TARJETA D (PARTE 1)

Size Document Number	DIAGRAMA 5.11	REV
A		
Date: February 10, 1980	Sheet	of



C1=C3=0.1 uF
C2=C4=0.47 uF

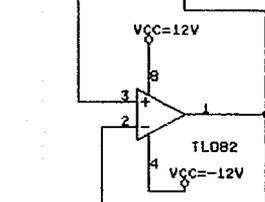
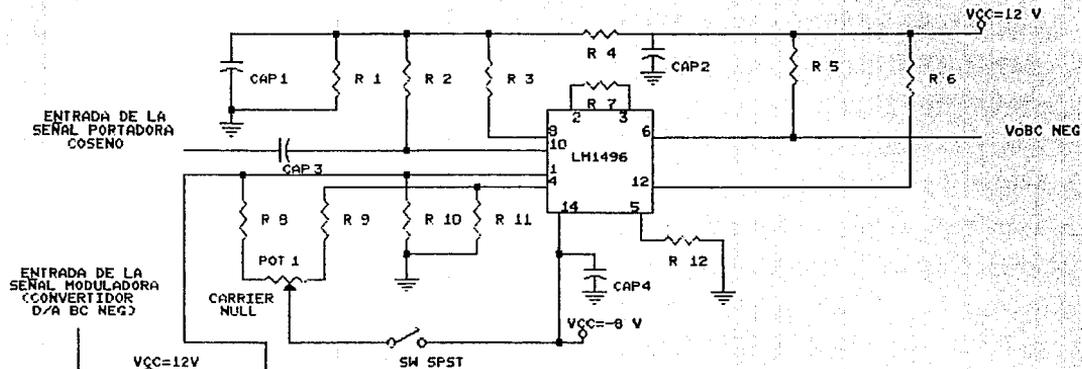
POT1=10 k

R1=R4=R7=1 k
R2=R3=R10=R11=51 ohms
R5=R6=3.9 ohms
R8=R9=10 k
R12=6.8 k

ENTRADAS	
D18	-6V
D20	-12V
D21	12V
D22	TIERRA

TARJETA D (PARTE 2)

Size Document Number		REV
A	DIAGRAMA 5.12	
Date: February 11, 1980		Sheet of



<u>D18</u>	-8V	ENTRADAS
<u>D20</u>	-12V	
<u>D21</u>	12V	
<u>D22</u>	TIERRA	

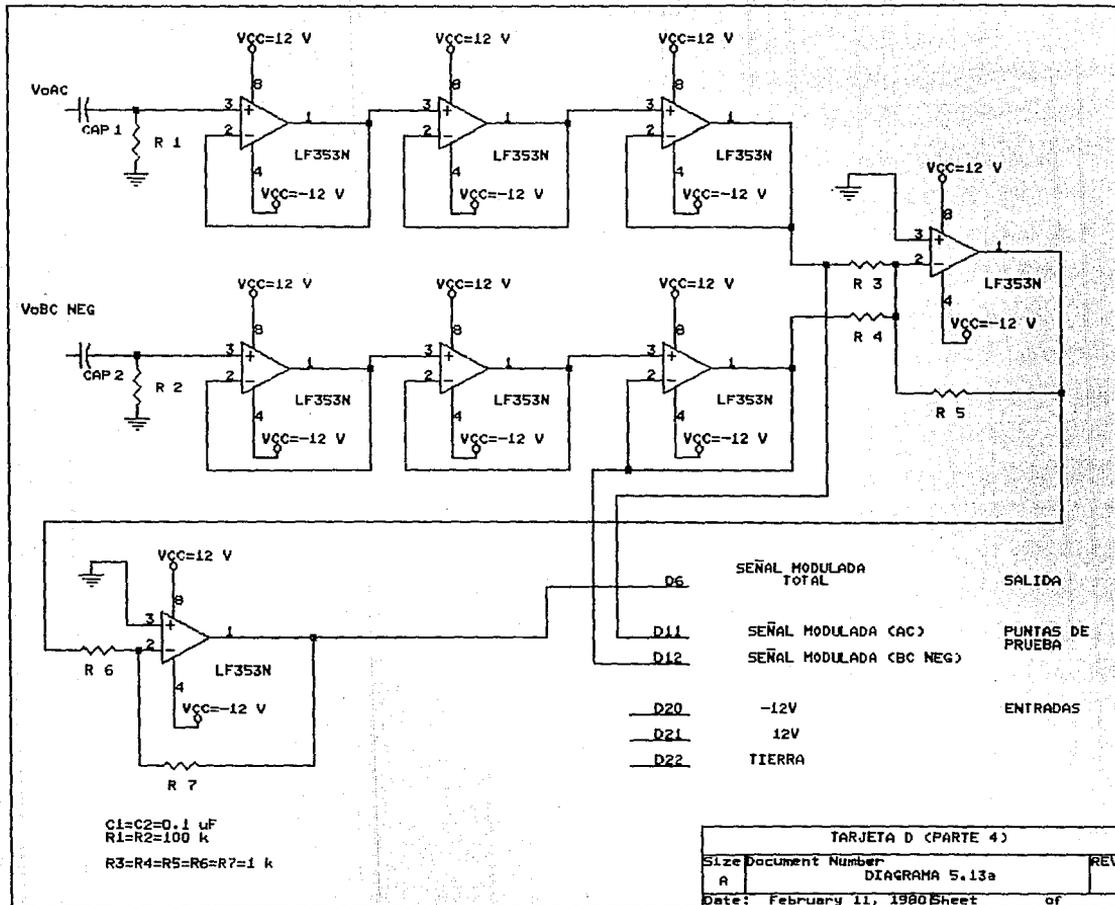
C1=C3=0.1 uF
C2=C4=0.47 uF

Pot1=10 k

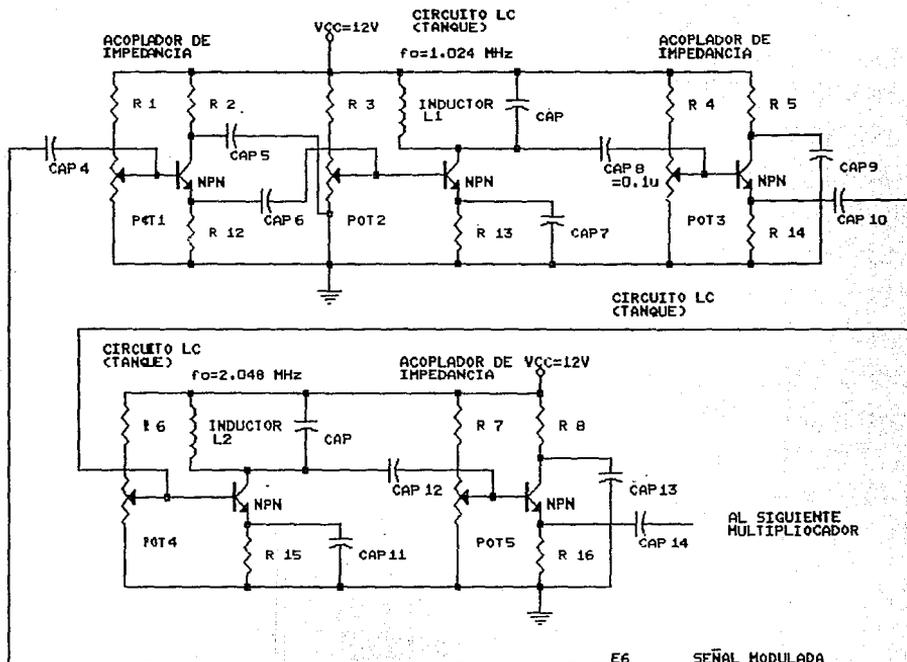
R1=R4=R7=1 k
R2=R3=R10=R11=51 ohms
R5=R6=3.9 ohms
R8=R9=10 k
R12=6.8 k

TARJETA D (PARTE 3)

Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.13	
Date:	February 11, 1980	Sheet of



TARJETA D (PARTE 4)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.13a	
Date:	February 11, 1980	Sheet of



AL SIGUIENTE
MULTIPLICADOR

- E6 SEÑAL MODULADA ENTRADAS
- E21 12V
- E22 TIERRA

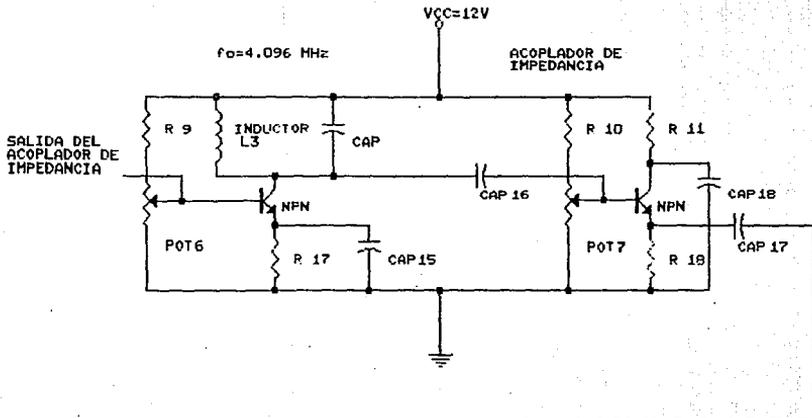
C1=C2=C3=220 pF
 C4=C5=C6=C7=C8=C9=C10=C11=0,1 uF
 C12=C13=C14=C16=0,1 uF

POT1=POT2=POT3=POT4=POT5=POT7=10k

R1=R3=R4=R6=R7=R11=R14=R16=1k
 R2=R5=R8=R13=R15=100 ohms

TODOS LOS TRANSISTORES 50N 2N2222A

TARJETA E (PARTE 1)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.14	
Date:	February 12, 1960	Sheet of



C15=C16=C17=0.1 uF

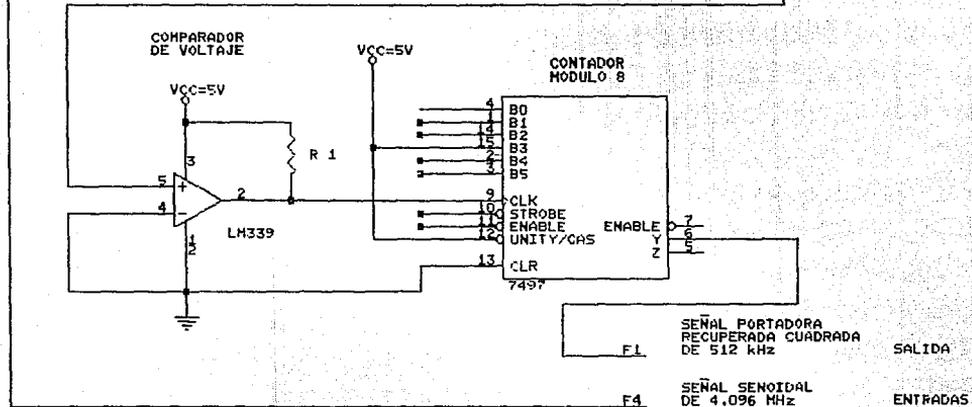
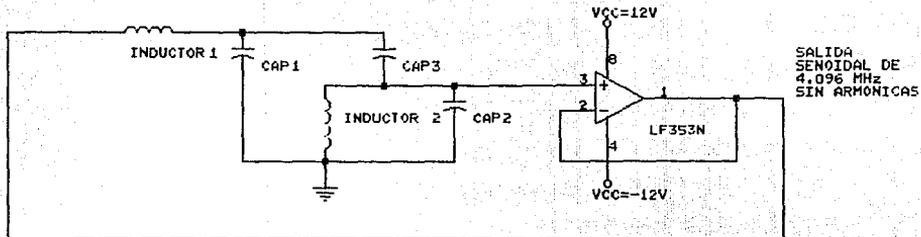
P0T6=P0T7=10k

R9=R10=R18=1k
R11=R17=100 ohms

TODOS LOS TRANSISTORES SON 2N2222A

TARJETA E (PARTE 2)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.15	
Date:	February 12, 1980	Sheet of

FILTRO PASO-BANDA

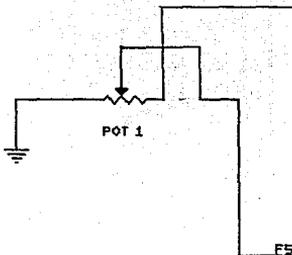
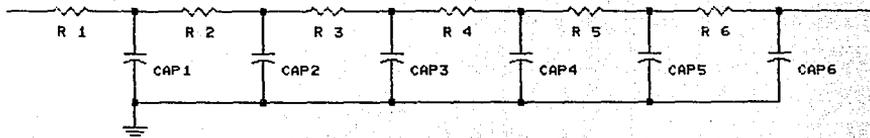


C1=C2=100 pF
 C3=4.7 pF
 R1=10k

- F1 SEÑAL PORTADORA RECUPERADA CUADRADA DE 512 kHz SALIDA
- F4 SEÑAL SENOIDAL DE 4.096 MHz ENTRADAS
- F17 5V
- F20 -12V
- F21 12V
- F22 TIERRA

TARJETA F (PARTE 1)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.16	
Date:	February 12, 1980	Sheet of

SEÑAL PORTADORA
RECUPERADA
CUADRADA
DE 512 kHz

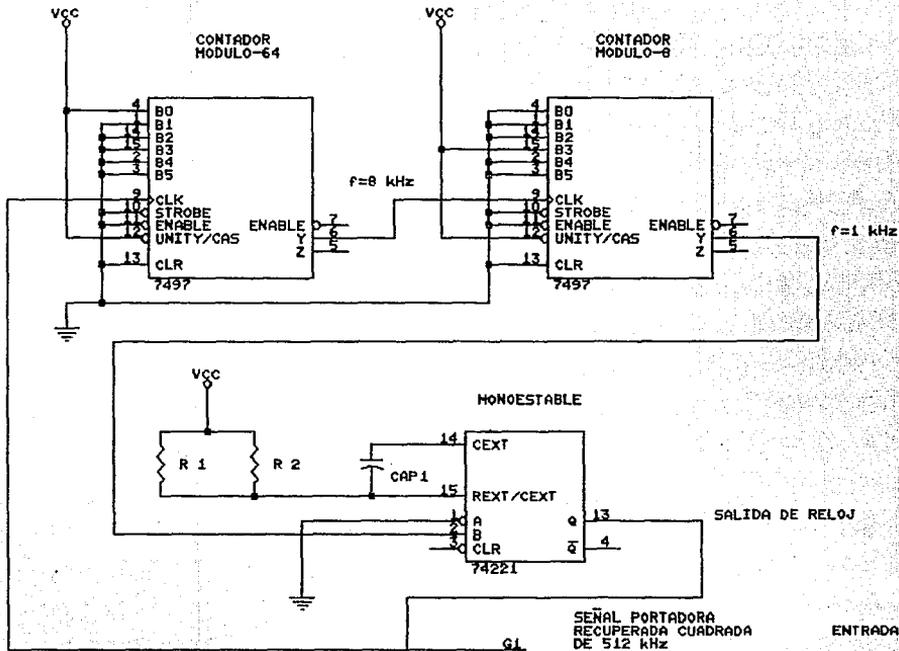


SEÑAL PORTADORA
RECUPERADA SENOIDAL
DE 512 kHz SALIDA

R1=R2=R3=1.2k
R4=R5=R6=1k
C1=C2=C3=151 pF
C4=C5=C6=100 pF
POT 1=5k

TARJETA F (PARTE 2)

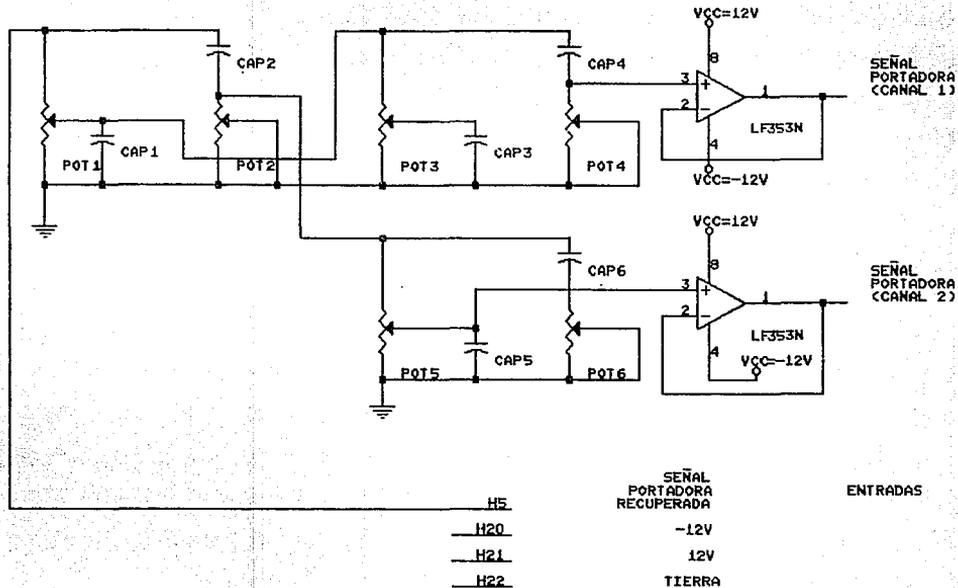
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.17	
Date:	February 12, 1980	Sheet of



R1=15k
 R2=10k
 C1=0.1 uF

	SEÑAL PORTADORA RECUPERADA CUADRADA DE 512 KHz	ENTRADAS
G1	5V	
G17	TIERRA	
G22	RELOJ DE 1 KHz	SALIDA
G2		

TARJETA G		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.18	
Date:	February 12, 1980	Sheet of

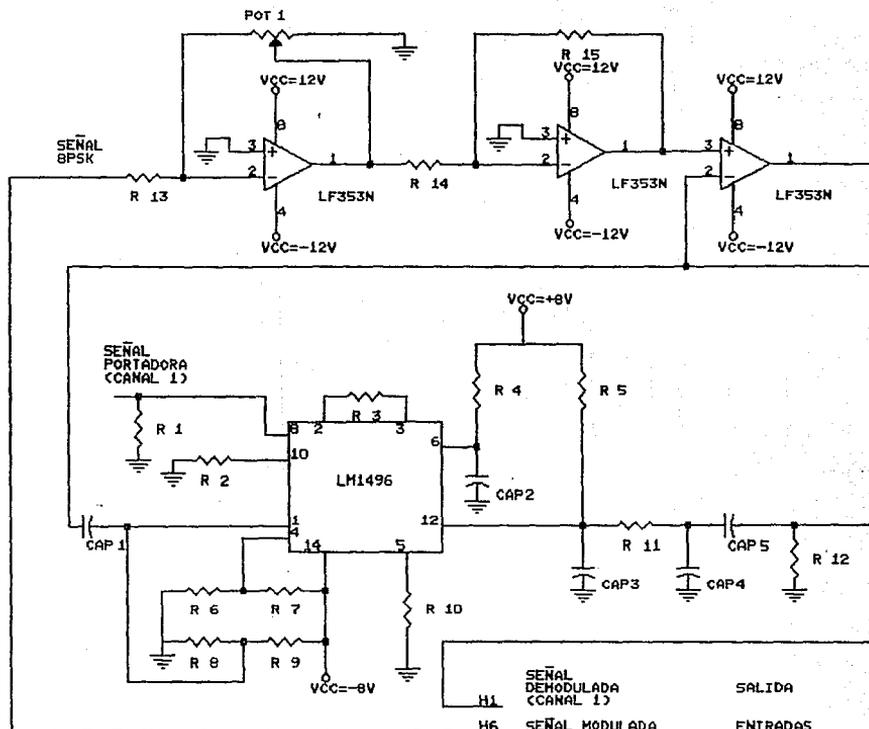


C1=C2=C3=C4=C5=C6=0.5 nF

POT1=POT2=POT3=POT4=POT5=POT6=1 k

SEÑAL PORTADORA RECUPERADA	ENTRADAS
-12V	
12V	
TIERRA	

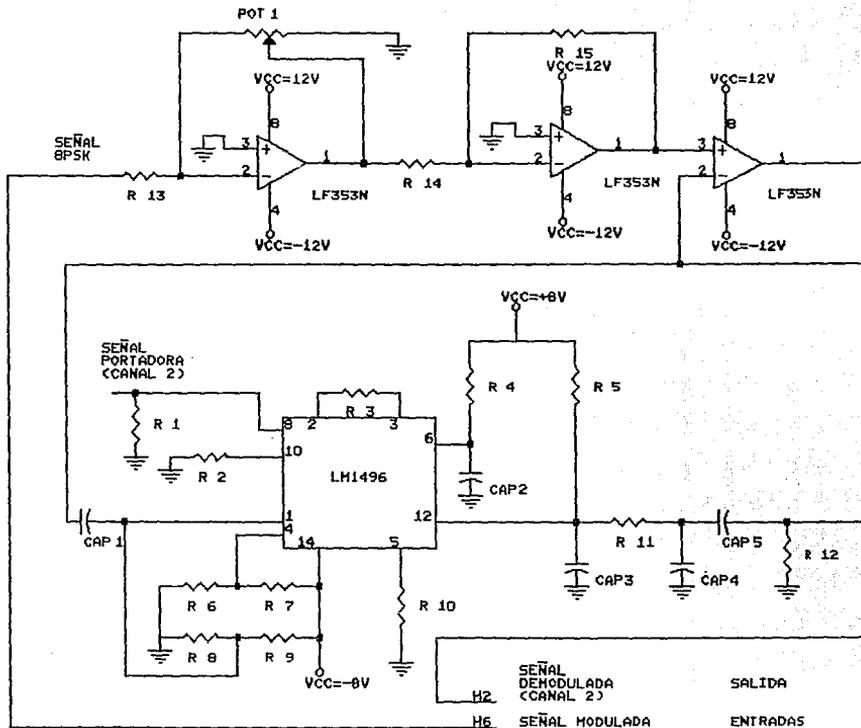
TARJETA H (PARTE 1)		
Size Document Number	DIAGRAMA 5.19	REV
A		
Date: February 11, 1980	Sheet	of



- C1=C5=1 uF
- C2=C3=C4=0.005 uF
- POT1=10k
- R1=R3=R6=R7=R8=R9=R11=R13=1 k
- R4=65.3 k
- R10=6.8 k
- R12=100 k
- R14=R15=100 ohms

- H1 SEÑAL DEMODULADA (CANAL 1) SALIDA
- H6 SEÑAL MODULADA ENTRADAS
- H18 -8V
- H19 8V
- H20 -12V
- H21 12V
- H22 TIERRA

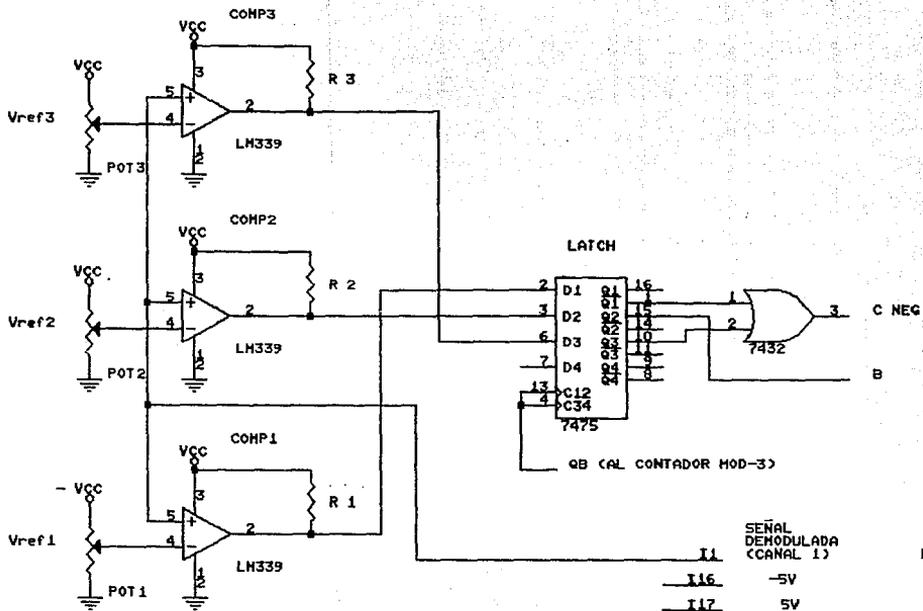
TARJETA H (PARTE 2)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.20	
Date:	February 13, 1980	Sheet of



C1=C5=1 uF
 C2=C3=C4=0.005 uF
 POT1=10k
 R1=R3=R6=R7=R8=R9=R11=R13=1 k
 R4=65=3.9 k
 R10=5.9 k
 R12=100 k
 R14=R15=100 ohms

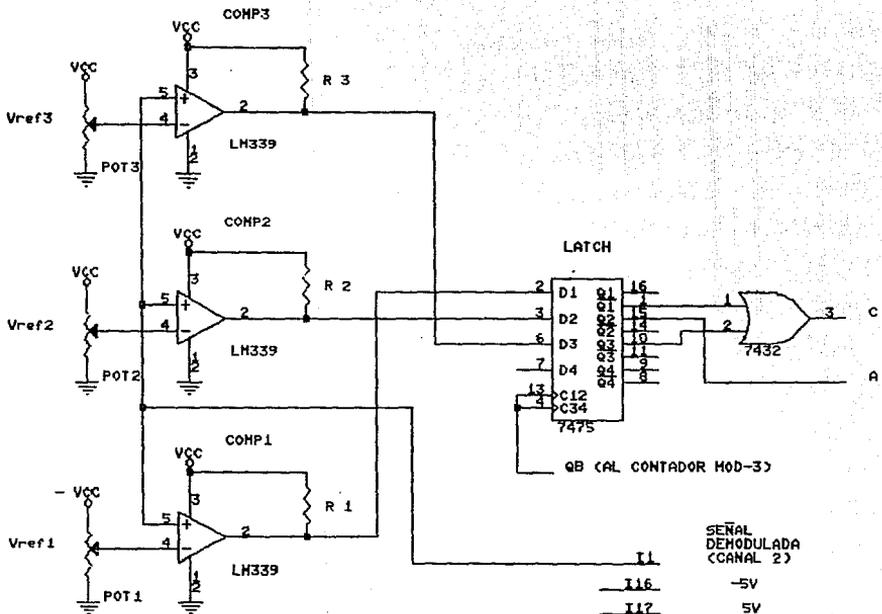
H2 SEÑAL DEMODULADA (CANAL 2)
 H6 ENTRADAS
 H18 -8V
 H19 8V
 H20 -12V
 H21 12V
 H22 TIERRA

TARJETA H (PARTE 3)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.21	
Date:	February 13, 1980	Sheet of



POT1=POT2=POT3=5 k
 R1=R2=R3=10 k
 VCC=5V

TARJETA I (PARTE 1)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.22	
Date:	February 11, 1980	Sheet of

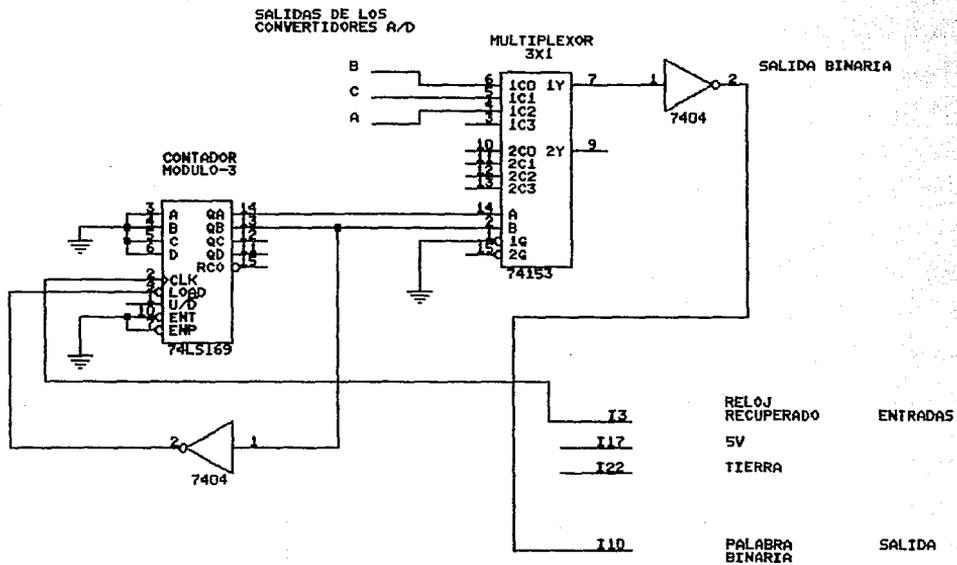


I1 SENAL DEHODULADA
 I16 -5V (CANAL 2)
 I17 5V
 I22 TIERRA

ENTRADAS

POT1=POT2=POT3=5 k
 R1=R2=R3=10 k
 VCC=5V

TARJETA I (PARTE 2)		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.23	
Date:	February 12, 1980	Sheet of



TARJETA I (PARTE 3)		
Size	document Number	REV
A	DIAGRAMA 5.24	
Date:	February 12, 1980	Sheet of

PRUEBAS ELECTRICAS

En este capítulo se mostrarán y se analizarán los oscilogramas y espectros de la señal modulada y de la palabra pseudoaleatoria en el receptor. Tanto el oscilograma como el espectro de la señal pseudoaleatoria se obtuvieron con un procesador de señales; para el caso de la señal modulada el oscilograma se obtuvo con un osciloscopio y para conseguir el espectro se utilizó un analizador de espectro de alta frecuencia conectado a un graficador xy.

6.1 OSCILOGRAMAS

SEÑAL MODULADA

La figura 6.1a muestra el oscilograma teórico de la señal modulada y el obtenido experimentalmente se muestra en la figura 6.1b.

Como podemos observar el oscilograma teórico tiene una amplitud constante, es decir no tiene cambios de amplitud, en tanto que el oscilograma experimental tiene unas pequeñas variaciones de amplitud; estas variaciones las atribuimos al circuito integrado LM1496 (multiplicador analógico), ya que este es muy sensible a las amplitudes de las entradas (señal portadora y señal moduladora). Estas variaciones de amplitud no son significativas porque lo importante para este tipo de modulación son los cambios de fase.

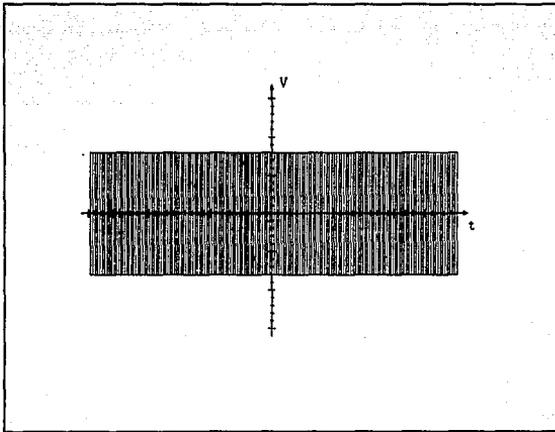


Figura 6.1a Oscilograma teórico de la señal modulada.

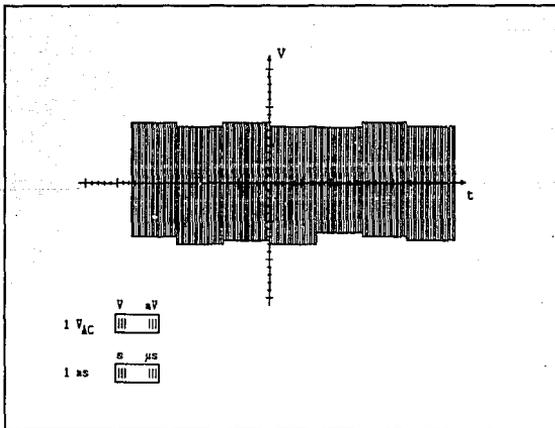


Figura 6.1b Oscilograma experimental de la señal modulada.

En la figura 6.1b cada discontinuidad en la amplitud tiene escondido un cambio de fase.

Quizá cabría la pregunta de porque en la figura 6.1b (oscilograma experimental de la señal modulada) no se intentó visualizar los cambios de fase, tal como aparecen en los oscilogramas teóricos que se muestran en los libros. Para poder contestar a esta pregunta nos vamos a ayudar con la figura 6.1c que es el oscilograma que nos muestra los cambios de fase para una señal 8PSK, esta figura se obtuvo a partir del diagrama de constelación de fases para 8PSK que se muestra en la figura 3.4. Los tribits tienen un período $T_t=0.003$ seg, para la señal 8PSK, si queremos saber el número de ciclos que presenta la señal senoidal en el período T_t , tenemos que plantear lo siguiente:

$$T_t = NT \quad (6.1)$$

donde T es el período de la señal portadora y N es el número de ciclos.

Si despejamos N de la ecuación (6.1) tenemos

$$N = \frac{T_t}{T} \quad (6.2)$$

como $T_t=0.003$ seg y $T=1/512000$ seg, sustituyendo los valores anteriores en la ecuación (6.2), se obtiene

$$N=1536 \text{ ciclos}$$

Con el resultado anterior concluimos que en cada período T_t se presentan 1536 períodos de la señal portadora, es por ello que no se pueden visualizar en el osciloscopio los 1536 ciclos, así como tampoco los cambios de fase; por tal razón los oscilogramas de las figuras 6.1a y 6.1b se muestran como si su contenido fueran líneas verticales.

Cabe también aclarar que en la figura 6.1c, el número de períodos T que se muestran en cada período T_t es ilustrativo, mas no es el real.

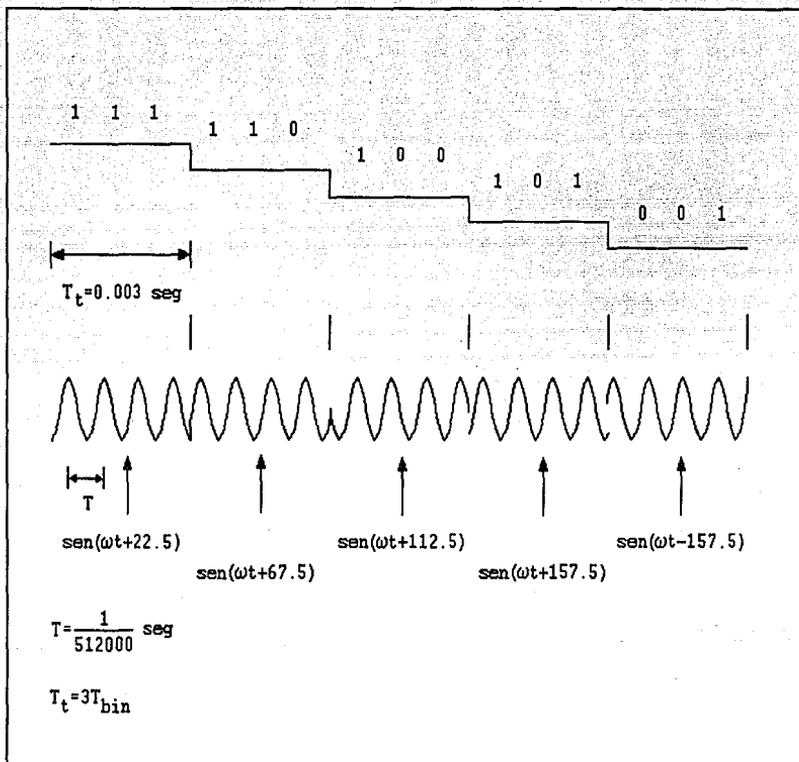


Figura 6.1c Oscilograma que muestra los cambios de fase para una señal 8PSK.

SEÑAL PSEUDOALEATORIA

Las figuras 6.2a y 6.2b muestran los oscilogramas teóricos y experimental respectivamente.

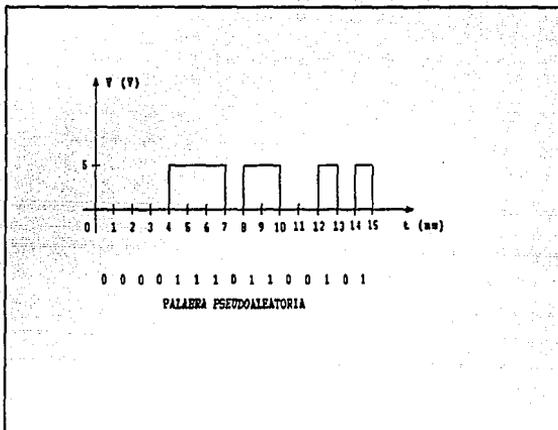


Figura 6.2a Oscilograma teórico de la señal pseudoaleatoria

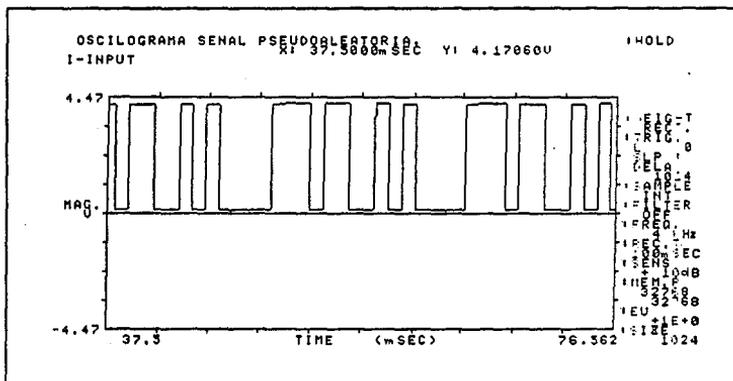


Figura 6.2b Oscilograma experimental señal pseudoaleatoria.

La palabra pseudoaleatoria que se genera para poder probar el modém 8PSK es la que se da a continuación:

000 011 101 100 101

La palabra pseudoaleatoria recuperada en el receptor es la que se muestra en el oscilograma de la figura 6.2b, como podemos observar este oscilograma no difiere significativamente del teórico.

6.2 ESPECTROS

SEÑAL MODULADA

Los espectros teórico y experimental de la señal modulada se muestran en las figuras 6.3a y 6.3b respectivamente.

Si comparamos los espectros teórico y experimental notamos que difieren en las amplitudes de las espigas, esto se debe como ya se mencionó anteriormente a las pequeñas variaciones de amplitud que tiene la señal modulada, por ello es que el espectro experimental no se ve simétrico en cuanto a amplitud.

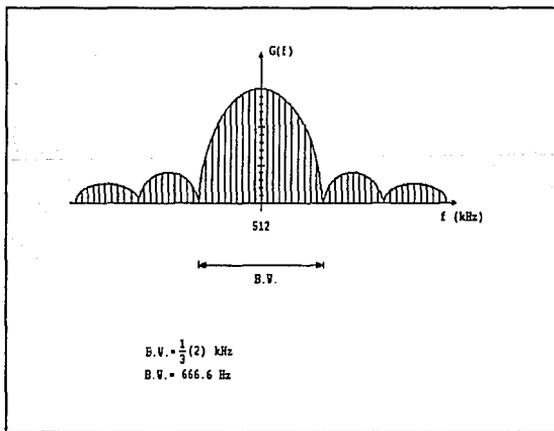


Figura 6.3a Espectro teórico de la señal modulada.

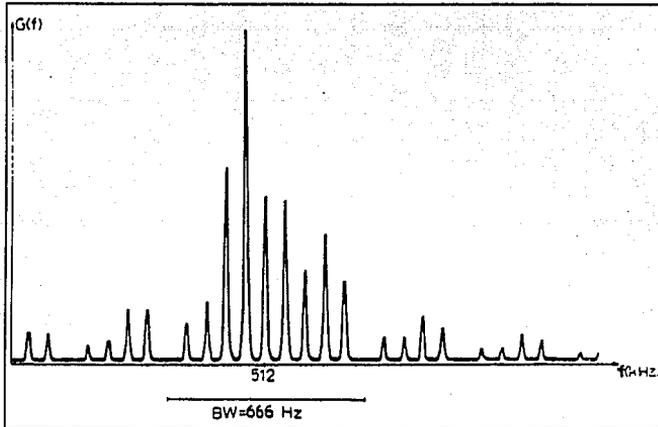


Figura 6.3b Espectro experimental de la señal modulada.

El ancho de banda de la señal 8PSK es de 666.6 Hz como se muestra en la figura 6.3b, que coincide con la convención, ya que

$$BW_{8PSK} = \frac{2BW_{bin}}{\log_2 M} \quad (6.3)$$

para $M=8$

$$BW_{8PSK} = \frac{2(1kHz)}{\log_2 8} = 666.6 Hz$$

SEÑAL PSEUDOALEATORIA

El espectro teórico de la señal pseudoaleatoria recuperada se muestra en la figura 6.4a y el experimental en la figura 6.4b. El espectro teórico que se muestra es para un solo pulso rectangular.

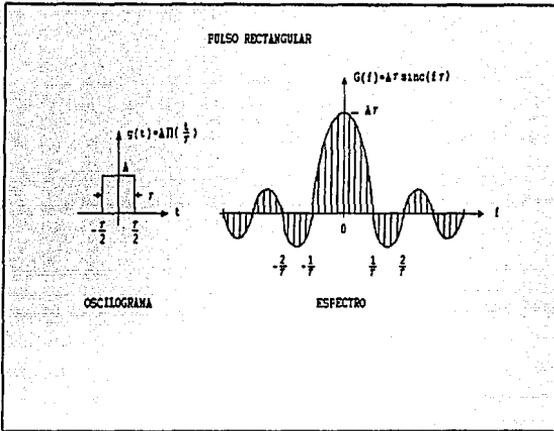


Figura 6.4a Espectro teórico
señal pseudoaleatoria

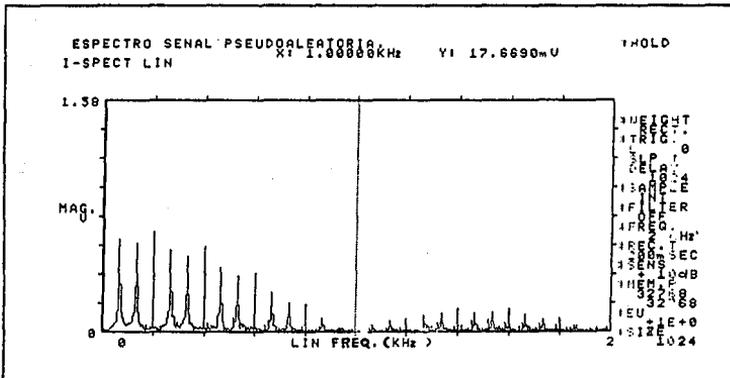


Figura 6.4b Espectro experimental señal pseudoaleatoria.

Analizando las figuras anteriores, observamos que el espectro experimental es casi igual al teórico. Del espectro experimental notamos que el ancho de banda de la señal pseudoaleatoria es 1 kHz que corresponde al valor convencional, el cual está definido como

$$BW_{bin} = \frac{1}{T_b} \quad (6.4)$$

donde T_b es el intervalo de bit

como $T_b = 1 \text{ ms}$

$$BW_{bin} = \frac{1}{1 \text{ ms}} = 1 \text{ kHz}$$

Los espectros también difieren en que el espectro teórico toma valores negativos de frecuencia, lo que no nos da el experimental, ya que el analizador de espectros solo nos da valores positivos de frecuencia.

6.3 MEDICION DE FASES

La tabla 6.1 muestra las combinaciones de los tres bits y su respectivos valores teórico y experimental de fase.

Tabla 6.1

A	B	C	fase teórico	fase experimental
1	1	1	22.5°	23.4°
1	1	0	67.5°	67.1°
1	0	0	112.5°	117.3°
1	0	1	157.5°	161.7°
0	0	1	-157.5°	-156.7°
0	0	0	-112.5°	-113.0°
0	1	0	-67.5°	-69.2°
0	1	1	-22.5°	-20.4°

Las figuras 6.5a y 6.5b muestran la distribución de las fases teórica y experimental respectivamente.

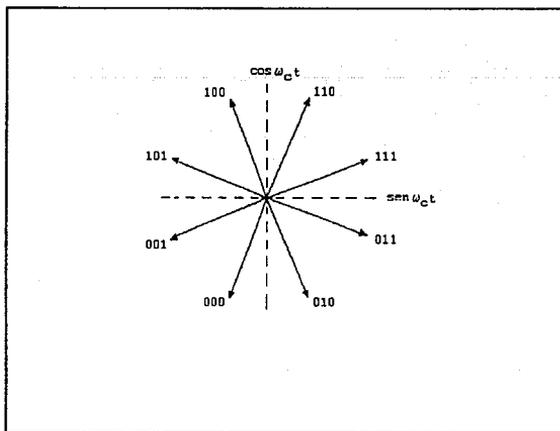


Figura 6.5a Distribución de fases teórica.

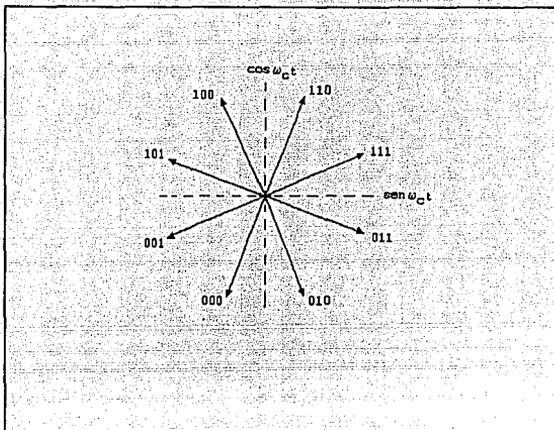


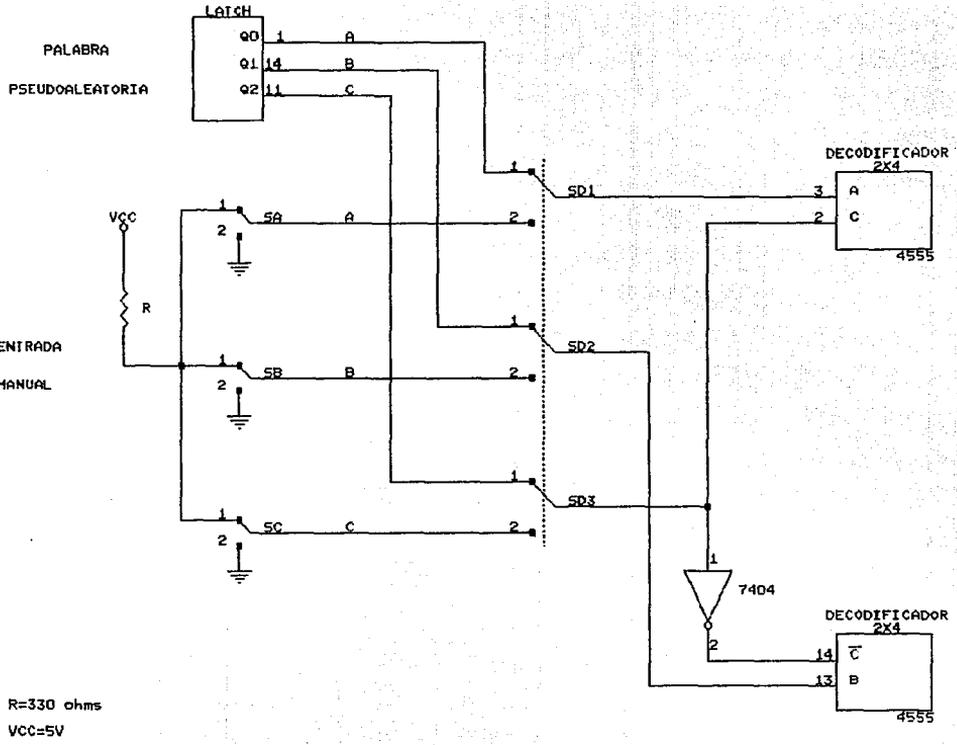
Figura 6.5b Distribución de fases experimental.

La diferencia máxima entre el valor teórico de fase y su respectivo valor experimental es de 4.8° . Los otros valores experimentales de fase no están tan alejados de su valor teórico. Aunque la separación de las fases no es exactamente de 45° que es el valor teórico, podemos considerar que los valores obtenidos son correctos debido a que se pudo modular y demodular satisfactoriamente.

Para poder hacer las mediciones de fase para las diferentes combinaciones de los tribits, lo que se hace es introducirlos manualmente, para ello se implemento el sistema que se muestra en el diagrama 6.1.

Del diagrama 6.1, si los switches SD1, SD2 y SD3 están conectados en la posición 1 respectivamente, entonces la entrada es la palabra pseudoaleatoria generada en uno de los módulos; ahora bien si los switches SD1, SD2 y SD3 se conectan a la posición 2 respectivamente, entonces la entrada es manual y está dada por los switches SA, SB y SC que a su vez tienen dos posiciones. Si SA, SB y SC están conectados a la posición 1, entonces las entradas se ponen a VCC, es decir, 1 lógico; y si la posición a la que se conectan es 2, entonces las entradas se ponen a tierra, es decir, 0 lógico; con los tres switches (SA, SB y SC) y sus respectivas dos posiciones se pueden tener las ocho posibles combinaciones.

Para poder hacer las mediciones de fase, los switches SD1, SD2 y SD3 tienen que estar en la posición 2 respectivamente, y con los switches SA, SB y SC dar cada una de las combinaciones y medir su respectivo valor de fase (señal modulada). Se requiere de una señal de referencia para efectuar las mediciones de fase, para nuestro caso esta señal de referencia es la señal portadora.



SELECTOR DE TRES BITS		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA 6.1	
Date:	March 13, 1980	Sheet of

CAMPOS DE APLICACION

7.1 INDUSTRIAL

El propósito de un sistema de comunicación es, en el más amplio sentido, la transmisión de información desde un punto en el espacio hasta otro. El teléfono, la radio y la televisión son ejemplos cotidianos de sistemas de comunicación. Sistemas de comunicación más complicados guían aviones, naves espaciales y trenes automáticos; otros proporcionan noticias frescas de todo el mundo por medio de satélites; etc.

No es exagerado decir que los sistemas de comunicación actuales no sólo son necesarios para los negocios, la industria, los bancos y la divulgación de información al público, sino también esenciales para el bienestar y la defensa de las naciones.

Aunque muchas de las fuentes de información dan por resultado señales mensaje que son inherentemente digitales, como son el teletipo y las señales de las computadoras, es a menudo ventajoso representar señales analógicas en forma digital (lo que se conoce como conversión analógico-digital) para la transmisión y convertirlos de nuevo a forma analógica en la recepción (lo que se conoce como conversión digital-analógica). Por lo que la tendencia actual es hacia la transmisión de datos digitales, con este tipo de transmisión se tienen los siguientes avances:

1. Menor sensibilidad al ruido
2. Menor interferencia co-canal
3. Niveles de distorsión menores
4. Señales desvanecidas más fácilmente recuperadas
5. Mayor eficiencia de transmisión.

MODEM es la contracción de las palabras MODulador y DEModulador. Los modems se clasifican de acuerdo a su velocidad:

Modems de baja velocidad ----- alrededor de 300 bauds
Modems de mediana velocidad ----- alrededor de 1200 bauds
Modems de alta velocidad ----- alrededor de 9600 bauds.

Las aplicaciones para los modems de baja velocidad es para transmitir datos a través de líneas telefónicas y la técnica de modulación comúnmente empleada es FSK. 4PSK se utiliza ampliamente en la práctica para transmisión de datos a mediana velocidad. Para transmisión de datos a altas velocidades se utiliza 8PSK.

Entonces 8PSK se utiliza en sistemas de comunicación donde se requieran altas velocidades de transmisión de datos en canales de banda limitada. Por ejemplo en sistemas de comunicación vía satélite.

7.2 ACADEMICO

La aplicación de la modulación 8PSK en el ámbito académico es para ayudar al aprendizaje de los alumnos de la materia de Comunicaciones Digitales.

Para el caso específico del Laboratorio de Comunicaciones Digitales de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México este modem 8PSK servirá para hacer experimentos adicionales a los ya existentes. Los experimentos existentes en el Laboratorio son los siguientes:

- ASK (Modulación por Cambios de Amplitud)
- FSK (Modulación por Cambios de Frecuencia)
- 2PSK (Modulación por Cambios de Fase)
- DPSK (Diferencial PSK)

Se ha pensado en que el circuito modulador y demodulador 8PSK que se diseñó a base de módulos sirva para que los alumnos tengan la opción de diseñar alguno de estos módulos e intercambiarlo por el ya existente.

Otra aplicación es desarrollar una práctica de Laboratorio en la cuál se muestre el proceso de la modulación y la demodulación 8PSK. Una de las formas de hacerlo es poniendo puntas de prueba al final de cada módulo, para así poder seguir paso a paso este proceso.

Finalmente el trabajo de tesis puede servir como consulta para aquellos que estén interesados en este tipo de modulación.

CONCLUSIONES

8.1 EVALUACION

Al terminar la tesis de Modulación PSK se han cumplido los objetivos inicialmente establecidos. Se diseño un modem 8PSK que cumple con las especificaciones inicialmente propuestas por el cliente, siendo estas:

- 1.- Proporcionar al laboratorio de comunicaciones digitales un modem con un tipo de modulación no existente en dicho laboratorio.
- 2.- Diseño e implementación por módulos.
- 3.- Modem compatible con el equipo DIGICOM del laboratorio de comunicaciones digitales.
- 4.- Diseño con fines académicos.

Así como también se cumplió el objetivo de contribuir con el trabajo escrito de tesis al acervo de la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería.

Con respecto al diseño electrónico de los módulos podemos concluir que en general se hicieron diseños óptimos tomando en cuenta lo que se dispone en el mercado local, así como también su bajo costo de implementación. Sin embargo se tuvieron problemas en la generación de la señal portadora senoidal de 512 kHz de 100 mV_{pp} de amplitud, así como en la recuperación de esta en el receptor. Lo anterior lo atribuimos a la frecuencia relativamente alta de la señal portadora, así como también a la amplitud de esta.

Uno de los resultados a los que llegamos con las pruebas experimentales es que el circuito integrado LM1496 (multiplicador analógico) funciona adecuadamente con una entrada de señal

portadora de amplitud pico a pico de 100 mV.

Como en todo sistema de comunicación, el ruido es un factor presente en nuestro prototipo, pero afortunadamente su efecto no fue considerable, ya que se logro modular y demodular satisfactoriamente. El tipo de ruido que se presenta con mayor magnitud es el ruido de 120 Hz de la rectificación, pero también se presentan otros tipos de ruido como son: ruido térmico, ruido de diafonía, ruido de línea y ruido espacial.

La solución que se le dio al ruido de rectificación que se genera en la fuente de alimentación de voltaje fue poner filtros después de cada puente rectificador, lográndose reducir se efecto.

El ruido térmico es causado por el calentamiento que sufren los componentes discretos que integran los circuitos, la solución sería utilizar un sistema de enfriamiento, debido a que este tipo de ruido es de pequeña magnitud relativamente y como los sistemas de enfriamiento son de alto costo por lo tanto no se implemento un sistema de enfriamiento.

El ruido de diafonía es el que se presenta en la interconexión de los módulos dado que estos módulos están conectados por medio de cables, la forma de minimizar este ruido es no poniendo los cables en paralelo. En nuestro prototipo por simplicidad y mayor orden la interconexión se hizo en forma paralela, además de que este ruido no es significativo.

Durante la generación y transmisión de la energía eléctrica se adiciona ruido a la forma de onda de la corriente por lo que llega a los usuarios con pequeñas deformaciones, a este tipo de ruido se le llama ruido de línea. El procedimiento que utilizamos para quitar este ruido fue poniendo un filtro de transitorios a la entrada de la fuente de alimentación de voltaje del modem.

Las ondas electromagnéticas existentes en el medio ambiente son captadas por los cables de interconexión y por los componentes discretos. este tipo de ruido es comúnmente llamado ruido espacial, la forma en que se elimino fue utilizando gabinetes metálicos, mismos que se conectaron a un potencial 0V.

En lo referente a las pruebas eléctricas lo más importante son las mediciones de las fases. El instrumento con el que se midieron las fases (medidor de ganancia y fase) no es muy confiable, además los cables coaxiales utilizados en la medición introducen pequeños defasamientos, por lo que las mediciones de fase tomadas no son reales. Considerando que estas mediciones de fase son correctas obtuvimos una separación de fase aproximada a 45°, pero no el valor teórico que es 45° exactamente.

8.2 AUTOCRITICA

La forma en que realizamos los circuitos impresos no es la adecuada porque en lugar de utilizar pistas de cobre para la conexión de los circuitos y componentes electrónicos se utilizó alambre wire wrap, lo que ocasiona que se adicione ruido de diafonía.

En la generación de la señal portadora senoidal de 512 kHz no se obtuvo una señal puramente senoidal, dado que el proceso de filtrado no eliminó las componentes armónicas.

También el proceso de la recuperación de la señal portadora no fue satisfactorio ya que tampoco se pudo obtener una señal senoidal pura.

8.3 COMENTARIOS

El modem 8PSK construido no cumple con las normas internacionales de la CCITT, porque el objeto de su construcción fue con fines académicos. Sin embargo algunos puntos de estas normas se tomaron en cuenta.

El modem 8PSK solo trabaja en modo simplex y utiliza una palabra pseudoaleatoria de 15 bits.

El diseño a base de módulos es didáctico ya que se presta a que los alumnos de Comunicaciones puedan implementar un módulo en el laboratorio e intercambiarlo por el ya existente.

Durante el diseño y la construcción del modem 8PSK nosotros reafirmamos y adquirimos conocimientos y sobre todo obtuvimos experiencia al realizar un trabajo profesional.

Este trabajo de tesis fue muy ilustrativo porque además de ser un tema de comunicaciones el diseño de los módulos involucra tanto a la electrónica digital como a la electrónica analógica, siendo más predominante esta última.

APENDICE A

NORMAS DE L CCITT

En este apéndice daremos algunas recomendaciones de l CCITT (Comite Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía) en lo que se refiere a la comunicación de datos por la red telefónica.

Consideramos que algunas de estas normas nos sirven para hacer el diseño de un modem más eficiente, aunque para nuestro caso sólo tomaremos algunas, ya que como lo mencionamos antes nuestro modem no es comercial.

Dentro del fascículo VIII.I tenemos la comunicación de datos por la red telefónica del libro azul, el contenido de tal fascículo es el siguiente: consideraciones generales; interfaces y modems para la banda de frecuencias vocales; modems de banda ancha; protección contra errores; calidad de transmisión y mantenimiento; interfuncionamiento con otras redes.

Solo vamos a mencionar algunas de las consideraciones generales y algunas normas para un modem a 4800 bit/s normalizado con ecualizador manual para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico; las recomendaciones que tomamos se enuncian a continuación, así como un comentario acerca de la aplicación que les daremos para nuestro modem 8PSK.

NIVELES DE POTENCIA PARA LA TRANSMISION DE DATOS
POR CIRCUITOS TELEFONICOS

(Nueva Delhi, 1960; modificada en Ginebra, 1964 y 1980)

Los objetivos que persigue la especificación de los niveles de las señales de datos son los siguientes:

- a) Para asegurar una transmisión de calidad satisfactoria y la coordinación con dispositivos tales como receptores de señalización o supresores de eco, hay que controlar con la mayor exactitud posible los niveles de las señales de datos transmitidos por los circuitos internacionales.
- b) Para garantizar el funcionamiento correcto de los sistemas multicanales de portadoras desde el punto de vista de la carga y el ruido, la potencia media en los circuitos de transmisión de datos no debe diferir mucho del valor convencional adoptado para la carga de un canal (-15 dBm0 en cada sentido de transmisión; véase más adelante la observación). Este valor convencional permite utilizar una proporción razonable (P) de los canales de un sistema multicanal para aplicaciones distintas de la telefonía con niveles de potencia fijos de unos -13 dBm0 en cada sentido de transmisión. Esta proporción (P) dependerá de los sistemas de transmisión y probablemente será inferior al 50% (este valor deberá precisarse en futuros estudios).

Si la proporción de aplicaciones distintas de la telefonía (incluida la transmisión de datos) no excede del valor P, se podrá autorizar entonces la potencia media de -13 dBm0 en cada sentido de transmisión, incluso para la transmisión de datos.

Sin embargo, cuando la proporción de circuitos reservados para aplicaciones distintas de la telefonía (debido al aumento de las transmisiones de datos) en sistemas internacionales de portadoras fuera sensiblemente mayor de P, pudiera ser razonable disminuir en 2 dB esta potencia. (Estos valores se dejan para ulterior estudio.)

Observación - La distribución a largo plazo de la potencia media entre los canales de un sistema telefónico multicanal de portadoras (valor medio convencional: -15 dBm0) tiene probablemente una desviación típica del orden de 4 dB.

Por estas razones, el CCITT

recomienda por unanimidad:

1 Transmisión de datos por circuitos telefónicos arrendados establecidos por medio de sistemas de portadores.

1.1 La potencia máxima aplicada a la línea por el aparato de abonado no debe ser superior a 1 mW a cualquier frecuencia.

1.2 En los sistemas por los que se transmitan tonos permanentemente, por ejemplo, en los sistemas de modulación de frecuencia, el nivel máximo de potencia en el punto de nivel relativo cero será de -13 dBm0, y cuando se interrumpa la transmisión de datos durante un lapso de tiempo apreciable (*sic*), el nivel de potencia se reducirá, de preferencia, a -20 dBm0 o a un nivel inferior.

1.3 En los sistemas por los que no se transmitan tonos permanentemente, por ejemplo, en los sistemas con modulación de amplitud, las características de la señal deben reunir todos los requisitos siguientes:

- i) el valor máximo de la potencia media en un minuto no excederá de -13 dBm0;
- ii) provisionalmente, el valor máximo de la potencia instantánea no excederá del nivel correspondiente al de una señal sinusoidal de 0 dBm0. Este límite se confirmará o se modificará tras un estudio más detenido.
- iii) provisionalmente, la potencia máxima de la señal, determinada en una anchura de banda de 10 Hz centrada en cualquier frecuencia, no excederá de -10 dBm0. Este límite se confirmará o modificará tras un estudio más detenido.

Observación 1 - Se calcula que la proporción de circuitos internacionales que transmiten datos es aproximadamente del 20%. En caso de que esta proporción alcance un nivel elevado (aproximadamente del 50%, o menos todavía en el caso de sistemas de gran utilización), habría que reconsiderar los límites provisionales actualmente propuestos.

Observación 2 - El suplemento No. 16[3] contiene ciertas informaciones sobre la potencia fuera de banda de las señales aplicadas a los circuitos arrendados de tipo telefónico.

2 Transmisión de datos por la red telefónica con conmutación

2.1 La potencia máxima aplicada a la línea por el aparato del abonado no debe ser superior a 1 mW, a cualquier frecuencia.

2.2 En los sistemas por los que se transmitan tonos permanentemente, por ejemplo, en los sistemas con modulación de frecuencia o de fase, el nivel de la potencia transmitida por el aparato de abonado debe fijarse en el momento de la instalación a fin de tener en cuenta la atenuación prevista entre el aparato de abonado y la entrada de un circuito internacional, de forma que el nivel nominal correspondiente de la señal a la entrada del circuito internacional no exceda de -13 dBm0.

2.3 En los sistemas por los que no se transmitan tonos permanentemente, por ejemplo, en los sistemas con modulación de amplitud, las características de la señal deben reunir todos los requisitos siguientes (véase también la observación 1 al 1.3):

- i) el valor máximo de la potencia media en un minuto no excederá de -13 dBm0;
- ii) provisionalmente, el valor máximo de la potencia instantánea no excederá del nivel correspondiente al de una señal sinusoidal de 0 dBm0. Este límite se confirmará tras un estudio más detenido;

- iii) provisionalmente, la potencia máxima de la señal, determinada en una anchura de banda de 10 Hz centrada en cualquier frecuencia, no excederá de -10 dBm0. Este límite se confirmará o modificará tras un estudio más detenido.

Observación 1 - Como es difícil en la práctica evaluar la atenuación entre el equipo de abonado y el circuito internacional, el 2 de la presente Recomendación debe considerarse como una orientación general para la planificación.

Observación 2 - En las comunicaciones establecidas por conmutación, puede ocurrir que la atenuación entre aparatos de abonado sea elevada, por ejemplo de 30 a 40 dB; el nivel de las señales recibidas es, en este caso, muy reducido y éstas pueden verse perturbadas, por ejemplo, por los impulsos de disco de selección transmitidos por otros circuitos.

Si la demanda de conexiones internacionales para transmisión de datos por la red con conmutación aumenta considerablemente, es posible que algunas Administraciones deseen prever líneas especiales de abonado a cuatro hilos. En tal caso, los niveles que hay que utilizar podrían ser los propuestos para los circuitos arrendados.

Comentario:

De la recomendación V.2 el punto que nos sirve es el 2.2 que se refiere a los sistemas con modulación de frecuencia o de fase y nos dice que el nivel de potencia debe fijarse al momento de la instalación, ya que al momento de conectar el aparato del abonado a un circuito internacional se tiene una cierta atenuación, tomando en cuenta esta atenuación lo que hay que lograr es que se tenga un nivel nominal de -13 dBm0 a la entrada del circuito internacional.

Recomendación V.5

NORMALIZACION DE LAS VELOCIDADES BINARIAS PARA TRANSMISIONES SINCRONAS DE DATOS POR LA RED TELEFONICA GENERAL CON CONMUTACION

(antigua Recomendación V.22 Ginebra, 1964;
modificada en Mar del Plata, 1968; Ginebra, 1972 y 1976,
Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Las transmisiones de datos en comunicaciones internacionales establecidas por la red telefónica general con conmutación en las que se utilice un modo de transmisión sincrónico, se harán con un modo específico de modulación, bivalente o multivalente, y transmisión en serie (véase la observación 1). Para las transmisiones sincrónicas de datos por circuitos arrendados de tipo telefónico,

véase la Recomendación V.6.

2 Las velocidades binarias para transmisiones sincronas por la red telefónica general con conmutación serán:

600,1200,2400,4800 y 9600 bit/s (véase la observación 2).

Los usuarios elegirán entre estas velocidades, de acuerdo con sus necesidades y las posibilidades ofrecidas por la comunicación.

3. Las velocidades binarias no deberán diferir en ningún caso en más de +/-0.01% de los valores nominales.

Observación 1 - La cuestión del empleo de transmisiones paralelas de datos se trata en otras Recomendaciones.

Observación 2 - Para los modems para uso en la red telefónica general con conmutación a estas velocidades binarias, véanse las Recomendaciones V.23, V.26 bis y V.27 ter, respectivamente para el modo de funcionamiento semiduplex y las Recomendaciones V.22, V.22 bis, V.26 ter y V.32 respectivamente, para el modo de funcionamiento duplex.

Observación 3 - Para la transmisión de datos asincrónica a 300 bit/s, véase la Recomendación V.21.

Recomendación V.6

NORMALIZACION DE LAS VELOCIDADES BINARIAS PARA TRANSMISIONES SINCRONAS DE DATOS POR CIRCUITOS ARRENDADOS DE TIPO TELEFONICO

(antigua Recomendación V.22 bis, Ginebra, 1972; modificada en Ginebra, 1976, Málaga-Torremolinos, 1984 y Melbourne, 1988)

1 Las transmisiones de datos en comunicaciones internacionales establecidas por circuitos arrendados de tipo telefónico (de calidad normal o especial), en las que se utiliza un procedimiento de transmisión sincrónica, se harán con un modo específico de modulación bivalente o polivalente, y transmisión en serie (véase la observación 1). Para la transmisión sincrónica de datos por la red telefónica general con conmutación, véase la Recomendación V.5.

2 Para la transmisión sincrónica, se recomienda dividir las velocidades binarias en dos categorías precisas, conocidas con los nombres de "preferidas" y "suplementarias". La unión de ambas categorías se define con el término "velocidades binarias permitidas".

- a) Gama de velocidades binarias preferidas (bit/s)
- | | |
|--------------------------------|--------------------------------|
| 600 (véase la observación 2) | 4800 (véase la observación 2) |
| 1200 (véase la observación 2) | 9600 (véase la observación 2) |
| 14400 (véase la observación 2) | 14400 (véase la observación 2) |
- b) Gama de velocidades binarias suplementarias (bit/s)
- | | |
|-------------------------------|-------------------------------|
| 3000 (véase la observación 3) | 7200 (véase la observación 2) |
|-------------------------------|-------------------------------|

6000 (véase la observación 3)

12000 (véase la observación 3)

c) Gama de velocidades binarias permitidas (bit/s)

La gama se define como 600 veces N bit/s, donde N mayor o igual que uno y menor o igual que 24, siendo N un número entero positivo.

Para determinar la gama permitida, el CCITT ha tenido en cuenta la necesidad de limitar el número de velocidades binarias (y, por ende, el número de tipos de modems necesarios), permitiendo hacer al mismo tiempo el mejor uso posible de los progresos técnicos realizados en el desarrollo de los modems y en el mejoramiento de los equipos telefónicos. Se considera que la base más satisfactoria para el desarrollo consiste en la progresión geométrica de las velocidades normalizadas.

3 Las velocidades binarias no debieran exceder en ningún caso más de $\pm 0.01\%$ de sus valores nominales.

Observación 1 - La aplicación de las transmisiones paralelas de datos se trata en otras Recomendaciones.

Observación 2 - Para los modems para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico a estas velocidades binarias, véanse las Recomendaciones V.22, V.22 bis, V.23, V.26, V.26 ter, V.27, V.27 bis, V.29, V.32 y V.33.

Observación 3 - Se reconoce que estas velocidades binarias se utilizan para la conexión de ETD a redes públicas de datos con conmutación de circuitos. Se estudia actualmente la adición para este fin de otras velocidades binarias.

Observación 4 - Se están estudiando modems para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico a estas velocidades binarias.

Comentario:

De las recomendaciones V.5 y V.6, lo que tomamos para nuestro caso es el punto número 3 de que las velocidades binarias no deberán diferir en ningún caso en más de $\pm 0.01\%$ de los valores nominales. Para el modem 8PSK su valor nominal es de 1000 bits/s, es decir la velocidad binaria deberá ser de 1000 ± 0.1 bit/s

Recomendación V.27

MODEM A 4800 bit/s NORMALIZADO CON ECUALIZADOR MANUAL PARA USO EN CIRCUITOS ARRENDADOS DE TIPO TELEFONICO

(Ginebra, 1972; modificada en Ginebra, 1976 y 1980
y Málaga-Torremolinos 1984)

1 Introducción

Este modem está destinado principalmente a circuitos conforme con al Recomendación M.1020 [1], pero ello no excluye su uso en circuitos de calidad inferior, a criterio de la Administración interesada.

Considerando que en los circuitos arrendados se emplean y se

emplearán numerosos modems de características especiales, concebidos en función de las necesidades de las Administraciones y de los usuarios, la presente Recomendación no impide en absoluto la utilización de otros modems.

Las características principales del modem que se recomienda para la transmisión de datos a 4800 bit/s por circuitos arrendados son las siguientes:

- a) puede funcionar según un modo enteramente duplex o semiduplex;
- b) modulación de fase diferencial octovalente con modo sincrónico de explotación;
- c) posibilidad de disponer de un canal de retorno (para supervisión) a una velocidad de modulación de hasta 75 baudios en cada sentido de transmisión, siendo facultativo el uso de este canal;
- d) inclusión de un igualador ajustable manualmente.

2 Señales de línea

2.1 La frecuencia portadora será de 1800 +/- 1 Hz. No se prevén frecuencias piloto separadas. Los niveles de potencia serán los indicados en la Recomendación V.2.

2.2 Distribución de la potencia entre los canales de ida y de retorno.

Si se transmite simultáneamente por canales de ida y de retorno en el mismo sentido, el nivel de potencia en el canal de retorno debe ser 6 dB inferior al del canal de ida (datos).

2.3 El tren de datos que ha de transmitirse se divide en grupos de tres bits consecutivos (tribits). Cada tribit se codifica como un cambio en la fase con relación a la fase del elemento de señal que le precede inmediatamente (véase el cuadro 1/V.27). En el receptor, se decodifican los tribits y se reagrupan los bits en el orden correcto. El bit de la izquierda del tribit es el que aparece primero en el tren de datos al entrar en el paso modulador del modem después del aleatorizador.

3 Velocidad binaria y velocidad de modulación

La velocidad binaria será de 4800 bit/s +/- 0.01%, es decir que la velocidad de modulación será de 1600 baudios +/- 0.01%

4 Tolerancia de frecuencia para la señal recibida

Considerando que la tolerancia admisible para la frecuencia portadora en el transmisor es de +/- 1 Hz y suponiendo una deriva máxima de frecuencia de +/- 6 Hz en la conexión entre los modems, el receptor debe aceptar errores de +/- 7 Hz, como mínimo, en las frecuencias recibidas.

5 Canal de retorno

La velocidad de modulación, las frecuencias características, las tolerancias, etc. serán las indicadas para el canal de retorno en la Recomendación V.23. Esto no excluye la posibilidad de utilizar un canal de retorno de mayor velocidad con posibilidades de funcionar a 75 baudios o más con las mismas frecuencias características que el canal de retorno de la Recomendación V.23.

CUADRO 1/V.27

Tribit			Cambio de fase (véase la observación)
0	0	1	0 grados
0	0	0	45 grados
0	1	0	90 grados
0	1	1	135 grados
1	1	1	180 grados
1	1	0	225 grados
1	0	0	270 grados
1	0	1	315 grados

Observación - El cambio de fase es la diferencia de fase real en línea en el momento en que se pasa del centro de un elemento de señal al centro del elemento siguiente.

Comentario:

La recomendación V.27 no se mencionó completamente solo se contemplo hasta el punto 5, ya que los demás puntos para nuestro caso no sirven porque el modem 8PSK se va a diseñar con fines ilustrativos y no comerciales.

Las recomendaciones V.27 (modem a 4800 bit/s normalizado con ecualizador manual para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico), V.27 bis (modem a 4800/2400 bit/s normalizado con ecualizador automático para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico) y V.27 ter (modem a 4800/2400 bit/s normalizado para uso en la red telefónica general con conmutación) tienen la característica común que utilizan una modulación de fase diferencial octovalente y las recomendaciones que se refieren a la tolerancia de la frecuencia de la señal portadora, la tolerancia de la velocidad binaria y velocidad de modulación, así como también la tolerancia para frecuencia de la señal recibida son iguales para los 3 tipos de modems, por lo que solo se contemplo la recomendación V.27.

Del punto 2.1 de la recomendación V.27 la frecuencia portadora para nuestro caso será de 512,000 +/- 1 Hz. Debemos contemplar el punto 2.3 que nos dice que el tren de datos que se ha de transmitir se divide en grupos de tres bits consecutivos (tribits), en donde cada tribit se codifica como un cambio de fase; obteniéndose ocho fases de las ocho posibles combinaciones de los tribits. Estas fases tienen una separación de 45°.

Con respecto al punto 3, la velocidad binaria para el modem 8PSK a diseñar será de 1000 +/- 0.1 bit/s como ya se había mencionado en el comentario de las recomendaciones V.6 y V.7, partiendo de esta velocidad binaria tenemos que la velocidad de modulación será 1000/3 +/- 0.1 bit/s.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Boylestad, Nashelsky, Electrónica teórica de Circuitos, Ed. Prentice Hall, Inc., México, 1983.
- 2.- Carlson, Bruce A., Sistemas de Comunicación, Ed. McGraw-Hill, México, 1980
- 3.- Couch II, Leon W., Digital and Analog Communication Systems, Ed. Macmillan Publishing Company, 3a. ed., United States of America, 1990.
- 4.- Feher, Kamilo, Digital Communications: Microwave Applications, Ed. Prentice hall INC., United States of America, 1981.
- 5.- Kennedy, George, Electronic Communication Systems, Ed. McGraw-Hill, Inc., Singapore, 1984.
- 6.- Mano, Morris M., Diseño Digital, Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, S. A., México, 1989.
- 7.- Miller, Gary M., Modern Electronic Communication, Ed. Prentice Hall, United States of America, 1988.
- 8.- National Semiconductor Corporation, CMOS, 1988.
- 9.- National Semiconductor Corporation, Linear Databook 1, 1988.
- 10.- National Semiconductor Corporation, Linear Databook 2, 1988.
- 11.- National Semiconductor Corporation, Linear Databook 3, 1988.
- 12.- Roden, Martin S., Digital Communication Systems Design, Ed. Prentice Hall, United States of America, 1988.
- 13.- Schilling, Donald L. y Belove, Charles, Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados, Ed. Publicaciones Marcombo, S. A., México, 1987.

- 14.- Schwartz, Mischa, Information Transmission, Modulation, and Noise, Ed. McGraw-Hill Kogakusha, LTD., 2a. ed., Japan, 1970.
- 15.- Stremmer, Ferrel G., Sistemas de Comunicación, Ed. Fondo Educativo Interamericano, S. A. de C. V., México, 1989.
- 16.- Taub, Herbert and Schilling, Donald, Digital Integrated Electronics, Ed. McGraw-Hill, Inc., 14th printing, Singapore, 1989.
- 17.- Texas Instruments, TTL Logic, Data Book, Ed. Texas Instruments Incorporated, United States of America, 1988.
- 18.- Tomasi, Wayne, Digital Communications, Ed. Prentice-Hall, New Jersey, 1985.
- 19.- Zimer, R. E. y Tranter, W. H., Principios de Comunicaciones, Ed. Trillas, México, 1988.